



# UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

Memoria de Título

## “Caracterización del estrés en convertidores dc-dc reductores para producción de hidrógeno verde mediante energía fotovoltaica”

Memoria para optar al título de  
**Ingeniero Civil Electrónico**

Alumno  
**Sebastián Fernando Arenas Pérez**

Profesor guía  
**Christian A. Rojas**

Profesor correferente  
**Hugues Jean-Marie Renaudineau**

Agosto, 2025, Valparaíso, Chile



## CONSTANCIA DE VALIDACIÓN Y CONFIDENCIALIDAD DE MONOGRAFÍA A REPOSITORIO ACADÉMICO

### 1.- IDENTIFICACIÓN DEL TRABAJO ACADÉMICO

Tipo de monografía (marcar una opción):  Memoria o trabajo de título;  Tesis de Postgrado;

Título del trabajo: CARACTERIZACIÓN DEL ESTRÉS EN CONVERTIDORES DC-DC REDUCTORES PARA PRODUCCIÓN DE HIDRÓGENO VERDE MEDIANTE ENERGÍA FOTOVOLTAICA

Nombre del candidato(a): SEBASTIÁN FERNANDO ARENAS PÉREZ

Carrera / Grado: Ingeniero Civil Electrónica

Campus: Casa Central Valparaiso ; Departamento: Electrónica

### 2.- VALIDACIÓN DEL PROFESOR GUÍA/DIRECTOR DE TESIS

Yo, Christian Rojas, en mi calidad de profesor(a) guía/director(a) del trabajo académico mencionado anteriormente DEJO CONSTANCIA que:

- He revisado esta versión del documento y corresponde a la versión final aprobada del trabajo.
- El trabajo cumple con los requisitos académicos y de formato establecidos por la institución

### 3.- EVALUACIÓN DE CONFIDENCIALIDAD POR PROPIEDAD INDUSTRIAL

El trabajo NO contiene información que amerite confidencialidad y puede ser publicado de inmediato en repositorio con acceso abierto.

El trabajo CONTIENE información con potenciales implicancias de propiedad industrial o intelectual y requiere un periodo de confidencialidad (embargo) por:

6 meses;  12 meses;  2 años;  3 años;  5 años;  10 años

Fundamentación de la necesidad de confidencialidad (obligatorio si se solicita embargo):

El trabajo fue aceptado en una publicación en conferencia y en 6 meses estará disponible en IEEE. Por lo que se requiere un embargo de 6 meses.

### 4.- FIRMAS

Profesor(a) guía o director(a) de memoria o tesis:

Fecha: 26/09/2025 ; Firma: 

Estudiante o Candidato(a):

Fecha: 26/09/2025 ; Firma: 

*Este formulario debe ser insertado como página 2 de la memoria o tesis, completado y firmado por estudiante y profesor(a) antes de la entrega en portal PRISMA de Biblioteca USM.*

*“Keep it Simple, Stupid”*  
*-Kelly Johnson*



---

---

# AGRADECIMIENTOS

**M**E ES NECESARIO comenzar agradeciendo profundamente a las personas que me han acompañado no sólo en este camino, sino desde que soy un niño curioso con muchas preguntas e inquieto, aguantando mis incansables “¿Por qué?”, soportando mi rebeldía en ocasiones y guiándome siempre por un buen camino donde prime la honestidad y el trabajo.

Isabel Pérez Arancibia, mi madre.

Cristóbal y Victoria, mis hermanos.

Fernando Arenas Ojeda, mi padre.

Tomás Pérez e Isabel Arancibia, mis abuelos.

Paulina Pérez, mi tía.

No puedo continuar sin agradecer también a personas que se han incorporado a mi vida con el pasar de los años, quienes me han enseñado lo que es la amistad y el amor, quienes me han brindado su hombro, sus brazos y su calidez.

Felipe Cerda, mi mejor amigo.

Noelia Beas B., mi pareja.

Para cerrar los agradecimientos, uno nunca estudia solo. Una carrera no es en sí una carrera, sino un camino donde se camina acompañado.

David Bravo, mi partner.

Josefina Vera, mi amiga y compañera de chismes.

Esteban Guzmán, amigo íntimo de risas, llantos, videojuegos y música.

Finalmente, todas las personas de las cuales tuve la oportunidad de ser su ayudante.

---

---

# RESUMEN

Este trabajo de memoria se centra en la caracterización del estrés en convertidores DC-DC reductores para aplicaciones de producción de hidrógeno verde mediante energía fotovoltaica. El estudio contrasta simulaciones en PLECS con pruebas experimentales para evaluar el desempeño de un convertidor buck síncrono basado en tecnología SiC MOSFET, implementado en un módulo semipiente desarrollado en el centro de investigación AC3E.

El trabajo incluye un modelo electro-térmico en PLECS que integra pérdidas por conducción y conmutación, así como redes térmicas tipo Foster para predecir el comportamiento térmico del convertidor bajo distintas condiciones de operación. Las simulaciones abarcan voltajes de entrada de 400 V y 600 V, frecuencias de conmutación de 20 kHz y 40 kHz, y cargas entre 1 A y 5 A, con ciclos de trabajo desde 0.2 hasta 0.9. Los resultados de las simulaciones se validan experimentalmente en lazo abierto mediante un setup de laboratorio que incluye fuentes programables, osciloscopios, analizador de potencia y mediciones térmicas y el módulo semipiente modulado con PWM.

Las pruebas experimentales demuestran eficiencias superiores al 95% en la mayoría de los escenarios. Se identifican discrepancias menores al 5% entre los datos simulados y experimentales, atribuidas principalmente a efectos no ideales como el ringing en las conmutaciones y las variaciones térmicas no modeladas. Adicionalmente, se propone el uso del Component Stress Factor (CSF) para cuantificar el estrés en los componentes críticos (semiconductores, inductores y capacitores), lo que permite optimizar su diseño y mejorar la confiabilidad del sistema.

Como aplicación práctica, se evalúa mediante simulación una configuración interleaved del convertidor buck para conectar arreglos fotovoltaicos con electrolizadores de agua, demostrando su potencial para reducir el ripple de corriente y aumentar la confiabilidad del sistema.

---

**Palabras Claves**

Convertidor Buck Síncrono, Hidrógeno Verde, Energía Fotovoltaica, Electrólisis del Agua, SiC MOSFET, PLECS, Modelo Electro-Térmico, Component Stress Factor (CSF), Modulación PWM, Configuración Interleaved, Eficiencia Energética.

---

---

# ABSTRACT

This thesis focuses on the characterization of stress in buck-type DC-DC converters for green hydrogen production using photovoltaic energy. The study contrasts simulations in PLECS with experimental tests to evaluate the performance of a synchronous buck converter based on SiC MOSFET technology, implemented in a half-bridge module developed at the AC3E research center.

The work includes an electro-thermal model in PLECS that integrates conduction and switching losses, as well as Foster-type thermal networks to predict the converter's thermal behavior under various operating conditions. Simulations cover input voltages of 400 V and 600 V, switching frequencies of 20 kHz and 40 kHz, and loads ranging from 1 A and 5 A, with duty cycles from 0.2 to 0.9. The simulation results are validated experimentally in open-loop using a laboratory setup that includes programmable sources, oscilloscopes, power analyzers, thermal measurements, and PWM-modulated half-bridge modules.

Experimental tests demonstrate efficiencies above 95 % in most scenarios. Discrepancies below 5 % between simulated and experimental data are identified, mainly due to non-ideal effects such as switching ringing and unmodeled thermal variations. Additionally, the Component Stress Factor (CSF) is proposed to quantify stress in critical components (semiconductors, inductors, and capacitors), enabling design optimization and improved system reliability.

As a practical application, an interleaved buck converter configuration is evaluated via simulation to connect photovoltaic arrays with water electrolyzers, demonstrating its potential to reduce current ripple and enhance system reliability.

## Keywords

Synchronous Buck Converter, Green Hydrogen, Photovoltaic Energy, Water Electrolysis, SiC MOSFET, PLECS, Electro-Thermal Model, Component Stress Factor (CSF), PWM Modulation, Interleaved Configuration, Energy Efficiency.

---

---

# ÍNDICE

<b>AGRADECIMIENTOS</b>	<b>I</b>
<b>RESUMEN</b>	<b>II</b>
<b>ABSTRACT</b>	<b>IV</b>
<b>ÍNDICE DE FIGURAS</b>	<b>VIII</b>
<b>ÍNDICE DE TABLAS</b>	<b>XII</b>
<b>GLOSARIO</b>	<b>XIV</b>
<b>1. INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
1.1. Estado del Arte . . . . .	3
1.1.1. Electrólisis conectada a red . . . . .	3
1.1.2. Electrólisis sin conexión a red . . . . .	4
1.1.3. Electrólisis entre conexión a red y sin conexión a ella . . . . .	5
1.1.4. Caracterización de pérdidas y estrés en convertidores de potencia . . . . .	6
1.2. Objetivos, alcances y limitaciones . . . . .	8
<b>2. ANÁLISIS TEÓRICO, SIMULACIONES Y RESULTADOS EN PLECS DEL CONVERTIDOR</b>	<b>9</b>
2.1. Convertidor Buck . . . . .	9
2.2. Simulación y resultados del convertidor buck sincrónico . . . . .	11
2.2.1. Resultados de simulación con voltaje de entrada $v_{in} = 400V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 20kHz$ . . . . .	14
2.2.2. Resultados de simulación con voltaje de entrada $v_{in} = 400V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 40kHz$ . . . . .	19
2.2.3. Resultados de simulación con voltaje de entrada $v_{in} = 600V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 20kHz$ . . . . .	24

2.2.4. Resultados de simulación con voltaje de entrada $v_{in} = 600V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 40kHz$ . . . . .	29
<b>3. SET-UP EXPERIMENTAL, PRUEBAS Y ANÁLISIS COMPARATIVO</b>	<b>35</b>
3.1. Set-Up experimental . . . . .	35
3.2. Pruebas experimentales del convertidor . . . . .	38
3.2.1. Resultados experimentales con voltaje de entrada $v_{in} = 400V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 20kHz$ . . . . .	38
3.2.2. Resultados experimentales con voltaje de entrada $v_{in} = 400V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 40kHz$ . . . . .	43
3.2.3. Resultados experimentales con voltaje de entrada $v_{in} = 600V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 20kHz$ . . . . .	48
3.2.4. Resultados experimentales con voltaje de entrada $v_{in} = 600V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 40kHz$ . . . . .	53
3.3. Comparación entre simulación y experimento . . . . .	58
<b>4. CARACTERIZACIÓN DE ESTRÉS Y SIMULACIÓN EN CASO DE APLICACIÓN</b>	<b>63</b>
4.1. Component Stress Factor . . . . .	63
4.1.1. Implicaciones y cálculo del CSF . . . . .	64
4.1.2. Resultados ilustrativos del cálculo de CSF para un voltaje de entrada de $v_{in} = 400V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 20kHz$ . . . . .	65
4.1.3. Resultados ilustrativos del cálculo de CSF para $v_{in} = 400V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 40kHz$ . . . . .	68
4.1.4. Resultados ilustrativos del cálculo de CSF para $v_{in} = 600V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 20kHz$ . . . . .	70
4.1.5. Resultados ilustrativos del cálculo de CSF para $v_{in} = 600V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 40kHz$ . . . . .	71
4.2. Aplicación de PV a H2V con convertidores DC-DC entrelazados . . . . .	73
4.2.1. Convertidor Buck en configuración interleaved . . . . .	73
4.2.2. Modelo de panel fotovoltaico para simulación . . . . .	75
4.2.3. Modelo de electrolizador de agua para simulación . . . . .	76
4.2.4. Simulaciones y resultados . . . . .	77
<b>5. CONCLUSIONES</b>	<b>84</b>
5.1. Resumen . . . . .	84
5.2. Conclusiones . . . . .	84
5.3. Trabajo Futuro . . . . .	85
<b>6. PUBLICACIONES GENERADAS</b>	<b>87</b>

---

<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	<b>88</b>
---------------------	-----------

<b>ANEXO</b>	<b>91</b>
--------------	-----------

6.1. Código utilizado para el algoritmo MPPT en PLECS . . . . .	91
---	----

---

---

# Índice de figuras

1.1. Esquema de ejemplo de electrólisis conectada a la red. . . . .	4
1.2. Esquema de conexión para fuente PV y electrolizador de agua. . . . .	5
1.3. Esquema de ejemplo de electrólisis híbrida entre fuentes renovables y apoyo de la red. . . . .	6
1.4. Ejemplo de fotograma de cámara infrarroja térmica. . . . .	7
2.1. Convertidor Buck Síncrono. . . . .	10
2.2. Señales típicas del convertidor buck. . . . .	11
2.3. Implementación en PLECS. . . . .	12
2.4. Bloques utilizados para estimar pérdidas en PLECS. . . . .	14
2.5. Curvas de eficiencia versus potencia de entrada. . . . .	17
2.6. Pérdidas totales medidas en los switches del módulo semipiente para $v_{in} = 400 V$ y $f_{sw} = 20 kHz$ . . . . .	18
2.7. Temperatura estimada en el módulo semipiente para $v_{in} = 400 V$ y $f_{sw} = 20 kHz$ . . . . .	18
2.8. Pérdidas en la resistencia parásita del inductor para $v_{in} = 400 V$ y $f_{sw} = 20 kHz$ . . . . .	18
2.9. Mediciones en PLECS de $v_{in}$ , $v_{s2}$ , $i_L$ y $v_c$ para $v_{in} = 400 V$ , $f_{sw} = 20 kHz$ , $d = 0,8$ . . . . .	19
2.10. Mediciones en PLECS de $v_{in}$ , $v_{s2}$ , $i_L$ y $v_c$ para $v_{in} = 400 V$ , $f_{sw} = 20 kHz$ , $d = 0,2$ . . . . .	19
2.11. Curvas de eficiencia versus potencia de entrada. . . . .	22
2.12. Pérdidas totales medidas en los switches del módulo semipiente para $v_{in} = 400 V$ y $f_{sw} = 40 kHz$ . . . . .	23
2.13. Temperatura estimada en el módulo semipiente para $v_{in} = 400 V$ y $f_{sw} = 40 kHz$ . . . . .	23
2.14. Pérdidas en la resistencia parásita del inductor para $v_{in} = 400 V$ y $f_{sw} = 40 kHz$ . . . . .	23

2.15. Mediciones en PLECS de $v_{in}$ , $v_{s2}$ , $i_L$ y $v_c$ para $v_{in} = 400 V$ , $f_{sw} = 40 kHz$ , $d = 0,7$ . . . . .	24
2.16. Mediciones en PLECS de $v_{in}$ , $v_{s2}$ , $i_L$ y $v_c$ para $v_{in} = 400 V$ , $f_{sw} = 40 kHz$ , $d = 0,3$ . . . . .	24
2.17. Curvas de eficiencia versus potencia de entrada. . . . .	27
2.18. Pérdidas totales medidas en los switches del módulo semipiente para $v_{in} =$ $600 V$ y $f_{sw} = 20 kHz$ . . . . .	28
2.19. Temperatura estimada en el módulo semipiente para $v_{in} = 600 V$ y $f_{sw} =$ $20 kHz$ . . . . .	28
2.20. Pérdidas en la resistencia parásita del inductor para $v_{in} = 600 V$ y $f_{sw} =$ $20 kHz$ . . . . .	28
2.21. Mediciones en PLECS de $v_{in}$ , $v_{s2}$ , $i_L$ y $v_c$ para $v_{in} = 600 V$ , $f_{sw} = 20 kHz$ , $d = 0,7$ . . . . .	29
2.22. Mediciones en PLECS de $v_{in}$ , $v_{s2}$ , $i_L$ y $v_c$ para $v_{in} = 600 V$ , $f_{sw} = 20 kHz$ , $d = 0,3$ . . . . .	29
2.23. Curvas de eficiencia versus potencia de entrada . . . . .	32
2.24. Pérdidas totales medidas en los switches del módulo semipiente para $v_{in} =$ $600 V$ y $f_{sw} = 40 kHz$ . . . . .	33
2.25. Temperatura estimada en el módulo semipiente para $v_{in} = 600 V$ y $f_{sw} =$ $40 kHz$ . . . . .	33
2.26. Pérdidas en la resistencia parásita del inductor para $v_{in} = 600 V$ y $f_{sw} =$ $40 kHz$ . . . . .	33
2.27. Mediciones en PLECS de $v_{in}$ , $v_{s2}$ , $i_L$ y $v_c$ para $v_{in} = 600 V$ , $f_{sw} = 40 kHz$ , $d = 0,7$ . . . . .	34
2.28. Mediciones en PLECS de $v_{in}$ , $v_{s2}$ , $i_L$ y $v_c$ para $v_{in} = 600 V$ , $f_{sw} = 40 kHz$ , $d = 0,2$ . . . . .	34
3.1. Vista superior del módulo semipiente desarrollado en el AC3E. . . . .	35
3.2. Estructura interna general de la PCB. . . . .	36
3.3. Set-Up considerado en el laboratorio. . . . .	37
3.4. Curvas de eficiencia versus potencia de entrada. . . . .	41
3.5. Curvas de $\Delta i_L$ versus ciclo de trabajo. . . . .	41
3.6. Mediciones de temperatura para $v_{in} = 400 V$ y $f_{sw} = 20 kHz$ . . . . .	42
3.7. Mediciones experimentales de $v_{in}$ , $v_{s2}$ , $i_L$ y $v_c$ para $v_{in} = 400 V$ , $f_{sw} =$ $20 kHz$ , $d = 0,8$ . . . . .	43
3.8. Mediciones experimentales de $v_{in}$ , $v_{s2}$ , $i_L$ y $v_c$ para $v_{in} = 400 V$ , $f_{sw} =$ $20 kHz$ , $d = 0,2$ . . . . .	43
3.9. Mediciones experimentales de $i_o$ y $v_o$ para $v_{in} = 400 V$ , $f_{sw} = 20 kHz$ , $d = 0,8$	43
3.10. Mediciones experimentales de $i_o$ y $v_o$ para $v_{in} = 400 V$ , $f_{sw} = 20 kHz$ , $d = 0,2$	43

3.11. Curvas de eficiencia versus potencia de entrada. . . . .	46
3.12. Curvas de $\Delta i_L$ versus ciclo de trabajo. . . . .	46
3.13. Mediciones de temperatura para $v_{in} = 400 V$ y $f_{sw} = 40 kHz$ . . . . .	47
3.14. Mediciones experimentales de $v_{in}$ , $v_{s2}$ , $i_L$ y $v_c$ para $v_{in} = 400 V$ , $f_{sw} = 40 kHz$ , $d = 0,7$ . . . . .	48
3.15. Mediciones experimentales de $v_{in}$ , $v_{s2}$ , $i_L$ y $v_c$ para $v_{in} = 400 V$ , $f_{sw} = 40 kHz$ , $d = 0,3$ . . . . .	48
3.16. Mediciones experimentales de $i_o$ y $v_o$ para $v_{in} = 400 V$ , $f_{sw} = 40 kHz$ , $d = 0,7$	48
3.17. Mediciones experimentales de $i_o$ y $v_o$ para $v_{in} = 400 V$ , $f_{sw} = 40 kHz$ , $d = 0,3$	48
3.18. Curvas de eficiencia versus potencia de entrada. . . . .	51
3.19. Curvas de $\Delta i_L$ versus ciclo de trabajo. . . . .	51
3.20. Mediciones de temperatura para $v_{in} = 600 V$ y $f_{sw} = 20 kHz$ . . . . .	52
3.21. Mediciones experimentales de $v_{in}$ , $v_{s2}$ , $i_L$ y $v_c$ para $v_{in} = 600 V$ , $f_{sw} = 20 kHz$ , $d = 0,7$ . . . . .	53
3.22. Mediciones experimentales de $v_{in}$ , $v_{s2}$ , $i_L$ y $v_c$ para $v_{in} = 600 V$ , $f_{sw} = 20 kHz$ , $d = 0,3$ . . . . .	53
3.23. Mediciones experimentales de $i_o$ y $v_o$ para $v_{in} = 600 V$ , $f_{sw} = 20 kHz$ , $d = 0,7$	53
3.24. Mediciones experimentales de $i_o$ y $v_o$ para $v_{in} = 600 V$ , $f_{sw} = 20 kHz$ , $d = 0,3$	53
3.25. Curvas de eficiencia versus potencia de entrada. . . . .	56
3.26. Curvas de $\Delta i_L$ versus ciclo de trabajo. . . . .	56
3.27. Mediciones de temperatura para $v_{in} = 600 V$ y $f_{sw} = 40 kHz$ . . . . .	57
3.28. Mediciones experimentales de $v_{in}$ , $v_{s2}$ , $i_L$ y $v_c$ para $v_{in} = 600 V$ , $f_{sw} = 40 kHz$ , $d = 0,7$ . . . . .	58
3.29. Mediciones experimentales de $v_{in}$ , $v_{s2}$ , $i_L$ y $v_c$ para $v_{in} = 600 V$ , $f_{sw} = 40 kHz$ , $d = 0,2$ . . . . .	58
3.30. Mediciones experimentales de $i_o$ y $v_o$ para $v_{in} = 600 V$ , $f_{sw} = 40 kHz$ , $d = 0,7$	58
3.31. Mediciones experimentales de $i_o$ y $v_o$ para $v_{in} = 600 V$ , $f_{sw} = 40 kHz$ , $d = 0,2$	58
3.32. Validación experimental del voltaje de salida del convertidor buck y su función transferencia en estado estacionario ( $v_{in} = 600V$ y $f_{sw} = 20kHz$ ). . . . .	59
3.33. Principales formas de onda experimentales del convertidor buck ( $v_{in} = 600V$ , $f_{sw} = 20kHz$ , y $i_o = 5A$ ). . . . .	61
3.34. Principales formas de onda en PLECS del convertidor buck ( $v_{in} = 600V$ , $f_{sw} = 20kHz$ , y $i_o = 5A$ ). . . . .	61
3.35. Mitigación del fenómeno “ringing” con capacitor snubber. . . . .	62
4.1. Resultados de SCSF (Top MOSFET) para barrido de carga y ciclo de trabajo.	67
4.2. Resultados de SCSF (Bottom MOSFET) para barrido de carga y ciclo de trabajo. . . . .	67
4.3. Resultados de WCSF para barrido de carga y ciclo de trabajo. . . . .	67

4.4. Resultados de CCSF para barrido de carga y ciclo de trabajo. . . . . 67

4.5. Resultados de SCSF (Top MOSFET) para barrido de carga y ciclo de trabajo. 69

4.6. Resultados de SCSF (Bottom MOSFET) para barrido de carga y ciclo de  
trabajo. . . . . 69

4.7. Resultados de WCSF para barrido de carga y ciclo de trabajo. . . . . 69

4.8. Resultados de CCSF para barrido de carga y ciclo de trabajo. . . . . 69

4.9. Resultados de SCSF (Top MOSFET) para barrido de carga y ciclo de trabajo. 71

4.10. Resultados de SCSF (Bottom MOSFET) para barrido de carga y ciclo de  
trabajo. . . . . 71

4.11. Resultados de WCSF para barrido de carga y ciclo de trabajo. . . . . 71

4.12. Resultados de CCSF para barrido de carga y ciclo de trabajo. . . . . 71

4.13. Resultados de SCSF (Top MOSFET) para barrido de carga y ciclo de trabajo. 73

4.14. Resultados de SCSF (Bottom MOSFET) para barrido de carga y ciclo de  
trabajo. . . . . 73

4.15. Resultados de WCSF para barrido de carga y ciclo de trabajo. . . . . 73

4.16. Resultados de CCSF para barrido de carga y ciclo de trabajo. . . . . 73

4.17. Convertidor synchronous buck interleaved generalizado. . . . . 74

4.18. Formas de onda típicas del convertidor synchronous buck interleaved. . . 75

4.19. Subsistema del panel en PLECS. . . . . 75

4.20. Curva P-V del modelo de panel en PLECS. . . . . 75

4.21. Modelo considerado para el estudio. . . . . 76

4.22. Esquemático global de la simulación en PLECS del convertidor synchronous  
buck interleaved. . . . . 77

4.23. Etapa de potencia interleaved del convertidor. . . . . 77

4.24. Señales de entrada del sistema, transientes y estados estacionarios. . . . 81

4.25. Zoom en el escalón de irradiación de las señales de entrada del sistema. . 81

4.26. Curva de potencia del panel vs. voltaje del panel para el sistema simulado  
ante el escalón de irradianza. . . . . 81

4.27. Señales del electrolizador del sistema, transientes y estados estacionarios. . 82

4.28. Zoom en el escalón de irradiación de las señales del electrolizador. . . . 82

4.29. Corrientes de los inductores de cada canal. . . . . 83

---

---

# Índice de tablas

1.1. Comparación de tipos de hidrógeno . . . . .	2
2.1. Parámetros de simulación . . . . .	13
2.2. Parámetros térmicos de PLECS . . . . .	13
2.3. Parámetros del convertidor y simulaciones de potencia de entrada, salida y tensión de salida. . . . .	15
2.4. Parámetros del convertidor y simulaciones de variables eléctricas y temperatura del módulo. . . . .	16
2.5. Parámetros del convertidor y simulaciones de potencia de entrada, salida y tensión de salida. . . . .	20
2.6. Parámetros del convertidor y simulaciones de variables eléctricas y temperatura del módulo. . . . .	21
2.7. Parámetros del convertidor y simulaciones de potencia de entrada, salida y tensión de salida. . . . .	25
2.8. Parámetros del convertidor y simulaciones de variables eléctricas y temperatura del módulo. . . . .	26
2.9. Parámetros del convertidor y simulaciones de potencia de entrada, salida y tensión de salida. . . . .	30
2.10. Parámetros del convertidor y simulaciones de variables eléctricas y temperatura del módulo. . . . .	31
3.1. Condiciones, parámetros y rangos de operación . . . . .	38
3.2. Parámetros del convertidor y mediciones experimentales de potencia de entrada, salida y tensión de salida. . . . .	39
3.3. Parámetros del convertidor y mediciones experimentales de variables eléctricas y temperatura del módulo. . . . .	40
3.4. Parámetros del convertidor y mediciones experimentales de potencia de entrada, salida y tensión de salida. . . . .	44
3.5. Parámetros del convertidor y mediciones experimentales de variables eléctricas y temperatura del módulo. . . . .	45

3.6. Parámetros del convertidor y mediciones experimentales de potencia de entrada, salida y tensión de salida. . . . .	49
3.7. Parámetros del convertidor y mediciones experimentales de variables eléctricas y temperatura del módulo. . . . .	50
3.8. Parámetros del convertidor y mediciones experimentales de potencia de entrada, salida y tensión de salida. . . . .	54
3.9. Parámetros del convertidor y mediciones experimentales de variables eléctricas y temperatura del módulo. . . . .	55
3.10. Comparación de eficiencias experimentales y simuladas para diferentes voltajes de entrada y frecuencias de conmutación. . . . .	60
4.1. CSF Para los elementos del convertidor para $v_{in} = 400V$ y $f_{sw} = 20kHz$ . . . . .	66
4.2. CSF Para los elementos del convertidor para $v_{in} = 400V$ y $f_{sw} = 40kHz$ . . . . .	68
4.3. CSF Para los elementos del convertidor para $v_{in} = 600V$ y $f_{sw} = 20kHz$ . . . . .	70
4.4. CSF Para los elementos del convertidor para $v_{in} = 600V$ y $f_{sw} = 40kHz$ . . . . .	72
4.5. Parámetros de simulación . . . . .	79
4.6. Mediciones de interés en la simulación. . . . .	80

---

---

# GLOSARIO

## Mayúsculas

AC3E	Advanced Center for Electrical and Electronic Engineering
CSF	Component Stress Factor
DC-DC	Direct Current to Direct Current converter
ESR	Equivalent Series Resistance
H2V	Hidrógeno Verde (Green Hydrogen)
HB	Half-Bridge
PEM	Proton Exchange Membrane
PLECS	Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation
PWM	Pulse Width Modulation
PV	Photovoltaic
RMS	Root Mean Square
SiC	Silicon Carbide
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
SMR	Steam Methane Reforming
LC	Inductor - Capacitor
CCS	Carbon Capture and Storage

## Minúsculas

ac	alternate current
dc	direct current
p.u.	per unit

**Símbolos**

$\theta$	ángulo de fase entre celdas
$d$	ciclo de trabajo (duty cycle)
$f_{sw}$	frecuencia de conmutación
$i_L$	corriente del inductor
$r_L$	resistencia parásita del inductor
$r_C$	resistencia parásita del condensador
$R_{on}$	resistencia de encendido de un SiC MOSFET
$T_j$	temperatura de unión
$v_{in}$	voltaje de entrada
$v_o$	voltaje de salida
$\Delta i_L$	ripple de corriente en el inductor
$\eta$	eficiencia energética

# INTRODUCCIÓN

**E**L SER HUMANO a lo largo de su existencia ha tenido que adaptarse al clima del planeta, sus ciclos, estaciones y factores externos que induzcan cambios en la temperatura de la tierra.

El calentamiento global que actualmente enfrentamos como sociedad y especie ha sido impulsado por razones tanto naturales como inducidas por el hombre [1], siendo este último responsable de la intensificación de emisiones de gases de efecto invernadero desde varios sectores de la industria y el diario vivir humano. Sectores como el transporte de largas distancias, producción de energía eléctrica y manufactura (especialmente del acero) son ejemplos de los sectores que más aportan a la huella de carbono [2].

Para enfrentar este problema, en las recientes décadas el humano se ha inclinado a disminuir sistemáticamente las emisiones de carbono reemplazando los combustibles fósiles, presentes en prácticamente todo el mundo y todas las industrias, por otras alternativas de fuentes de energía, como lo son las energías renovables y sustentables, así pueda ser solar fotovoltaica o eólica.

El hidrógeno bajo en emisiones (o “low-carbon”), popularmente conocido como hidrógeno verde o “H2V” ha surgido recientemente en la discusión como una alternativa prometedora a la lista de soluciones como vector de energías sustentables. Sin embargo, en la actualidad el hidrógeno convencional sigue siendo tema de disputa por su elevada huella de carbono [3]. A menudo se hace referencia a este hidrógeno producido convencionalmente como “hidrógeno azul”, o también el “hidrógeno gris”, los cuales debido a ser generados a partir de combustibles fósiles o con electricidad proveniente de la red eléctrica. Además de lo anterior, el hidrógeno bajo en emisiones también enfrenta en la actualidad costos de producción altos,

lo que lo hace poco atractivo comercialmente [4].

De manera comparativa se provee la tabla 1.1, la cual ilustra los principales diferentes tipos de hidrógeno junto a su método de producción, su fuente, sus emisiones y costo según [3,5–7].

Tabla 1.1: Comparación de tipos de hidrógeno

Tipo	Producción	Fuente	Emisiones CO <sub>2</sub>	Costo (USD)
Gris	SMR / gasificación	Gas natural / carbón	Aprox. 21.9 kg/kg H <sub>2</sub>	Bajo: 1/kg
Azul	SMR + CCS	Gas natural + CC	Aprox. 19.3–20 kg/kg H <sub>2</sub>	Medio
Verde	Electrólisis	EER	Aprox. 0.4–7.2 kg/kg H <sub>2</sub>	Alto
Amarillo	Electrólisis	EENR+EER	Aprox. 2.5–7.5 kg/kg H <sub>2</sub>	Bajo

Para entender la tabla 1.1 se necesita definir los acrónimos “SMR” y “CCS” [2], además de las abreviaciones “EENR”, “EER” y “CC”.

- SMR: del inglés “Steam Methane Reforming”, es un proceso químico que utiliza vapor de agua y catalizadores para extraer hidrógeno del metano (CH<sub>4</sub>). Es el método más común para producir hidrógeno gris, pero emite grandes cantidades de CO<sub>2</sub> (10–12 kg por kg de H<sub>2</sub>).
- CCS: del inglés “Carbon Capture and Storage”, es un método que captura hasta el 90% del CO<sub>2</sub> emitido en procesos industriales (como el SMR) y lo almacena en formaciones geológicas subterráneas. Reduce las emisiones pero incrementa los costos de producción.
- EENR: Energía eléctrica no renovable.
- EER: Energía eléctrica renovable.
- CC: Captura de carbón.

Luego, es crucial destacar que el hidrógeno verde y amarillo son las alternativas populares y prometedoras por su sostenibilidad a largo plazo, ya que su producción depende total o parcialmente de energías renovables (eólica, solar o hidroeléctrica) y no generan emisiones directas. Sin embargo, su escalabilidad actual está limitada por los altos costos de la electrólisis y la disponibilidad de energías renovables.

Entre los métodos más estudiados para producir hidrógeno sustentable bajo en emisiones está el método mediante electrolizadores de agua, como alcalinos, PEM (Proton Exchange Membrane), entre otros, conectados a una fuente de energía sustentable con o sin apoyo de la red [6].

Así, para etiquetar el hidrógeno como “verde” se necesitará un electrolizador de agua que a su vez requerirá conexión a una fuente de energía sustentable. Dicha conexión se puede

lograr tanto directamente como de manera inteligente y eficiente a través de convertidores de potencia [7]. En este contexto, la electrónica de potencia jugará un rol clave. A pesar de tener un costo más elevado que sus otros formatos, el H2V puede ser una solución clave en zonas apartadas sin acceso a la red y/o con alto potencial en energías renovables [8].

Como se mencionó anteriormente, se requerirán fuentes renovables, donde el particular caso de estudio considerará energía solar fotovoltaica. Un panel fotovoltaico convencional está formado por celdas monocristalinas o policristalinas, las cuales generarán una tensión y una corriente según la radiación solar y temperatura que reciban desde el sol y el ambiente en el que se encuentren. Dicha tensión, por su naturaleza, no será regular, lo cual limitará la operación del electrolizador si se conecta de forma directa.

Es por lo anterior por lo cual se optimizará el rendimiento de dicha conexión al utilizar un convertidor de potencia DC-DC, el cual se encargará de asegurar una operación óptima, segura y confiable. El convertidor mencionado deberá ser capaz de soportar las corrientes de cortocircuito del arreglo fotovoltaico, lo cual requerirá un dimensionamiento cuidadoso y una estimación de cuán estresadas estarán las componentes del dispositivo y por ende cuán confiables serán.

En cuanto a los electrolizadores, estos tienen requisitos específicos de tensión y corriente, por lo cual un voltaje o una corriente fuera del rango aceptable puede limitar la eficiencia o incluso dañar el dispositivo [9]. La producción de hidrógeno depende de la electrólisis, la cual depende de la corriente suministrada por el convertidor, haciendo indispensable un correcto dimensionamiento del mismo.

## 1.1. Estado del Arte

Las implementaciones industriales para el hidrógeno bajo en emisiones de carbono a través de los últimos años se han basado principalmente en electrolizadores alcalinos y recientemente los de membrana de intercambio de protones (o PEM, por sus siglas en inglés), donde ambos serán alimentados por tensiones bajas y corrientes altas [10]. Estos dispositivos han sido alimentados con convertidores tanto conectados a red como fuera de ella, donde se encuentran diversas topologías de rectificadores o reguladores. mencionar que con las últimas décadas el tema de los electrolizadores alimentados con convertidores (renewable sources) han vuelto a la discusión [11]

### 1.1.1. Electrólisis conectada a red

Inicialmente se consideraron rectificadores de tiristores con 6, 12 o más pulsos para alimentar los electrolizadores, así como rectificadores pasivos. Debido al rendimiento pobre de los rectificadores pasivos es que se incorporaron etapas dc-dc (normalmente un convertidor

buck) para corregir el factor de potencia [12]. Por otro lado, los rectificadores tiristorizados tenían como desventaja el rendimiento poco óptimo de la energía en términos de distorsión armónica y bajo factor de potencia, junto con un elevado rizado en las señales de salida. Es por lo anterior que en las aplicaciones industriales se prefieren los rectificadores activos basados en IGBTs con una etapa de corrección de factor de potencia [13].

La figura 1.1 ejemplifica la conexión comúnmente utilizada en la electrólisis conectada a la red.

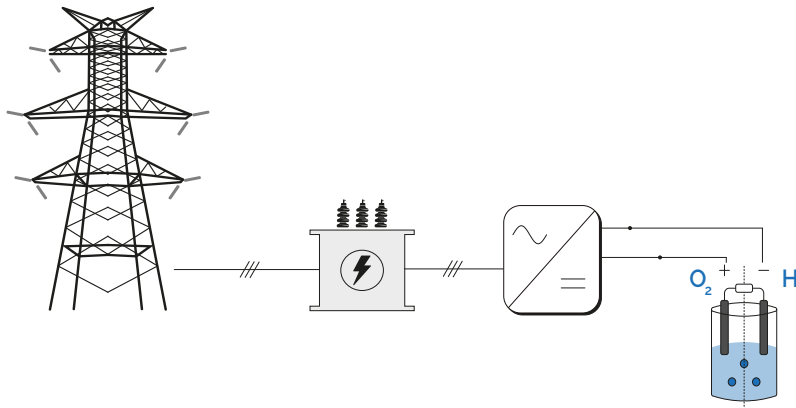


Figura 1.1: Esquema de ejemplo de electrólisis conectada a la red.

### 1.1.2. Electrólisis sin conexión a red

Para sistemas fuera de la red (off-grid), se emplean configuraciones dc-dc tanto aisladas galvánicamente (galvanically isolated DC-DC conversion) como no aisladas (transformerless DC-DC conversion), siendo las topologías interleaved las preferidas por su capacidad para manejar altas corrientes con bajo ripple [14]. Estas soluciones se complementan frecuentemente con sistemas híbridos que incorporan elementos de almacenamiento de energía como bancos de baterías (BESS, Battery Energy Storage Systems) para compensar la intermitencia de las fuentes renovables. Sin embargo, estas configuraciones presentan desafíos técnicos significativos, como la gestión de múltiples fuentes de energía y la necesidad de algoritmos de control avanzados para mantener la estabilidad del sistema, además de su alto costo.

Actualmente, estos desarrollos se encuentran principalmente en fase de investigación y

desarrollo (R&D), con prototipos a escala de laboratorio y algunas implementaciones piloto [15]. La figura 1.2 muestra un esquema de ejemplo de electrólisis sin apoyo de la red, el cual ilustra adecuadamente el foco de este estudio.

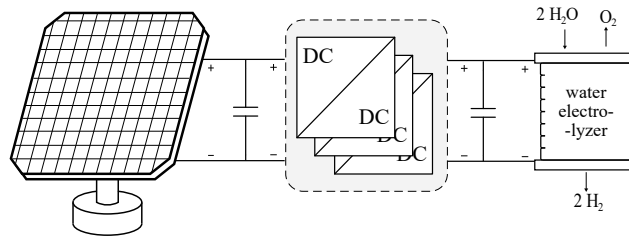


Figura 1.2: Esquema de conexión para fuente PV y electrolizador de agua.

### 1.1.3. Electrólisis entre conexión a red y sin conexión a ella

Los sistemas híbridos representan esencialmente una combinación entre configuración conectada a red y operación aislada, ofreciendo lo mejor de ambos enfoques. Las implementaciones comerciales actuales se basan típicamente en dos arquitecturas principales: rectificadores activos con IGBTs para aplicaciones de alta potencia, o configuraciones con puentes de diodos seguidos de etapas de corrección de factor de potencia (PFC) para casos de menor escala [16], utilizando prácticamente las mismas topologías a las mencionadas en la sección 1.1.1.

En los últimos años, estos sistemas híbridos han ganado considerable relevancia en el mercado, impulsados por su capacidad para integrar fuentes renovables variables mientras mantienen la confiabilidad de la conexión a red. Este atractivo se ha visto reforzado por avances tecnológicos que permiten una transición más suave entre modos de operación y una gestión optimizada de la energía [8]. La Figura 1.3 muestra un ejemplo de configuración de este tipo de sistemas.

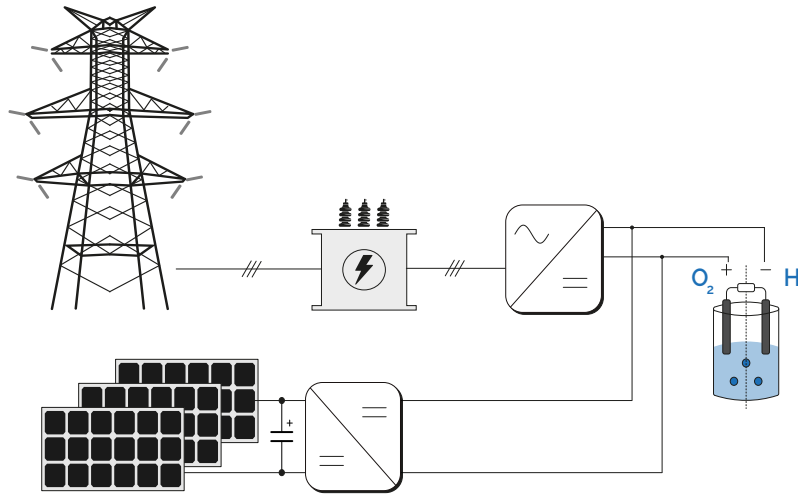


Figura 1.3: Esquema de ejemplo de electrólisis híbrida entre fuentes renovables y apoyo de la red.

#### 1.1.4. Caracterización de pérdidas y estrés en convertidores de potencia

En el ámbito de la electrónica de potencia, la caracterización de pérdidas y el modelado electro-térmico son aspectos cruciales para el diseño y la optimización de convertidores de potencia, buscando optimizar eficiencia y durabilidad. La medición directa de la temperatura de unión ( $T_j$ ) de los dispositivos semiconductores resulta compleja, lo que ha impulsado el desarrollo de métodos indirectos y no invasivos para su estimación [17].

Herramientas de simulación como PLECS son ampliamente utilizadas para realizar análisis electro-térmicos precisos, aunque sus modelos suelen simplificar la parte eléctrica al basarse en características lineales y omitir la dinámica de conmutación y los elementos parásitos, lo que puede impedir la aparición de sobretensiones o sobrecorrientes. Sin embargo, dichos modelos destacan por su capacidad de modelación térmica, utilizando redes Foster o Cauer que permiten predecir comportamientos térmicos y sus influencias en el sistema. Aunque los fabricantes proporcionan modelos térmicos de sus dispositivos, es fundamental validar experimentalmente las estimaciones de eficiencia ya que pueden surgir discrepancias significativas. Para mejorar la precisión, se han propuesto métodos avanzados que incorporan modelos de pérdidas más detallados, la variabilidad de la resistencia térmica con la temperatura, el ciclo de trabajo real, y la consideración de sobretensiones y sobrecorrientes causadas por elementos parásitos, junto con un proceso iterativo de cálculo de la temperatura de unión  $T_j$  [18].

Recientemente, se han propuesto técnicas innovadoras de modelado térmico automático para identificar y estimar las pérdidas de potencia totales en semiconductores a través de la dinámica térmica del convertidor, ofreciendo una caracterización precisa y generalizable que supera las limitaciones de modelos analíticos simplistas o más complejos basados en elementos finitos [19]. El método se basa en resolver un problema de optimización con mínimos cuadrados para ajustar el modelo térmico propuesto por el usuario con respecto a mediciones obtenidas de potencia y temperatura para obtener una representación dinámica discreta (1.1).

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (1.1)$$

Desde mediciones de potencia representadas por el vector  $x(k)$  y mediciones de temperatura representadas por el vector  $u(k)$  se obtienen las matrices  $A$  y  $B$ , obteniendo un método flexible y preciso, pero con un proceso de calibración extenso y teniendo indispensablemente mediciones de calidad sin ruido ni acoplamiento. La figura 1.4 muestra un ejemplo de medición de temperatura con una cámara térmica, que puede ser utilizada junto a otras mediciones en el vector  $u(k)$  para el método previamente descrito. Cabe mencionar que el ejemplo mostrado pertenece al punto de operación de tensión de entrada  $v_{in} = 400V$ , frecuencia de conmutación  $f_{sw} = 20kHz$ , ciclo de trabajo  $d = 0,9$  y carga de  $4A$  de las pruebas experimentales consideradas del convertidor, detalladas en los siguientes capítulos.

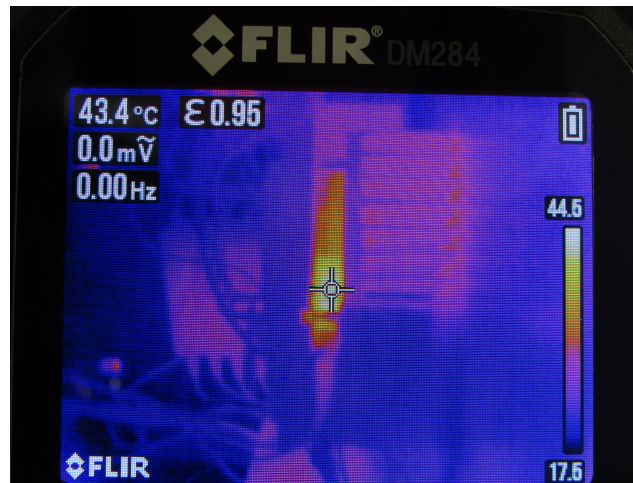


Figura 1.4: Ejemplo de fotograma de cámara infrarroja térmica.

Además de las pérdidas, el estrés de componentes es una métrica alternativa para evaluar y comparar distintas topologías de convertidores para una aplicación dada

[20]. El “Component Stress Factor” cuantifica el estrés eléctrico que experimentan los semiconductores (SCSF), los bobinados (WCSF) y los capacitores (CCSF), relacionándose directamente con la potencia disipada y la vida útil de los componentes.

Este enfoque, que considera principalmente las pérdidas por conducción, resulta especialmente útil en aplicaciones de baja tensión y alta corriente, donde dichas pérdidas predominan sobre las de conmutación y las del núcleo magnético [21].

## 1.2. Objetivos, alcances y limitaciones

El principal objetivo de esta memoria es evaluar experimentalmente el desempeño de la topología “Synchronous Buck DC-DC Converter” mediante pruebas realizadas con módulos semipiente disponibles en el Advanced Center for Electrical and Electronic Engineering (AC3E). Para ello, se utilizarán herramientas como Control Desk de MLBX, Excel y MATLAB/Simulink. Por otra parte, para desarrollar modelos de simulación y se utilizarán herramientas como MATLAB y PLECS, junto a la librería térmica de este último, que permitan caracterizar el comportamiento eléctrico y térmico del convertidor. Posteriormente, se aplicará el modelo desarrollado a un caso de simulación orientado a la producción de hidrógeno verde mediante energía fotovoltaica, evaluando su viabilidad técnica y su grado de fidelidad respecto a la implementación física.

Las pruebas experimentales y las simulaciones se realizarán de manera estática y operando en lazo abierto, sin recurrir a técnicas de control ni análisis transiente. El módulo semipiente provisto por Infineon puede trabajar hasta  $1200\text{ V}$ ,  $25\text{ A}$  y  $100\text{ kHz}$ . Sin embargo, las pruebas serán realizadas hasta  $600\text{ V}$ ,  $5\text{ A}$  y  $40\text{ kHz}$ , cumpliendo con el sobredimensionamiento del módulo para asegurar su operación confiable y llegar a rangos más altos de eficiencia sacrificando costo. Así, las pruebas y simulaciones se realizarán para ciclos de trabajo entre  $d = 0,2$  y  $d = 0,9$  y cargas de  $1\text{ A}$  a  $5\text{ A}$ .

Entre las principales limitaciones del estudio se tiene la ausencia de evaluación de fenómenos dinámicos como transitorios, respuesta ante perturbaciones o estabilidad bajo variaciones de carga al no incluir técnicas de control en lazo cerrado ni análisis dinámico. Además, el modelo térmico utilizado en PLECS se basa en parámetros proporcionados por el fabricante, sin considerar variaciones ambientales ni efectos de envejecimiento de los componentes. Por otro lado, el análisis del estrés de componentes mediante el “Component Stress Factor” no contempla pérdidas por conmutación ni pérdidas en núcleos magnéticos, lo que limita su aplicabilidad a escenarios donde las pérdidas por conducción son predominantes. Finalmente, el estudio se restringe a una única topología (buck síncrono), sin explorar otras configuraciones que podrían ofrecer ventajas en términos de eficiencia o reducción de estrés en componentes.

# ANÁLISIS TEÓRICO, SIMULACIONES Y RESULTADOS EN PLECS DEL CONVERTIDOR

### 2.1. Convertidor Buck

Un convertidor Buck, también conocido como reductor es una topología clásica de los convertidores DC-DC de la cual nacen otras (como la topología “flyback”) [22]. Esta topología es utilizada para obtener una tensión de salida DC promedio menor que la tensión de entrada, también DC.

Para el presente estudio se considerará el “synchronous buck converter”, la cual es una versión del conocido convertidor reductor, pero utilizando dos semiconductores controlados en lugar de un diodo para el estado OFF. Esta configuración también se conoce en la literatura como “rectificador síncrono”.

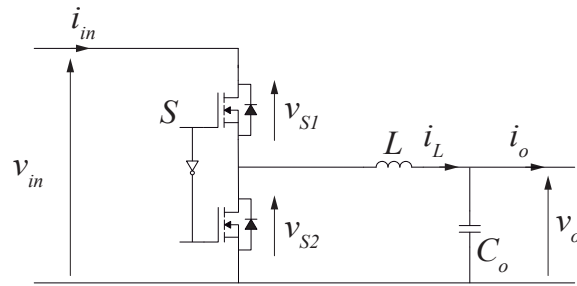


Figura 2.1: Convertidor Buck Síncrono.

El convertidor buck síncrono, como se aprecia en la figura 2.1, consta de dos semiconductores (típicamente MOSFETs con baja resistencia de encendido)  $S_1$  y  $S_2$  los cuales conmutarán de manera complementaria (es decir, uno tendrá la lógica negada del otro) y consta también de un filtro de salida  $LC$ . La principal ventaja de esta topología es la reducción de las pérdidas por conducción, especialmente con fuentes de baja tensión, lo que lo hace ideal para aplicaciones de bajo voltaje-alta corriente [22].

La relación entre las tensiones de salida y de entrada en estado estacionario viene dada por el ciclo de trabajo “ $d$ ” de la señal de la señal de conmutación “ $s(t)$ ” (2.1). Dichas señales de ciclo de trabajo y de conmutación se relacionan integrando un período de la señal  $s(t)$  con respecto al tiempo (2.2).

$$v_o = d \cdot v_{in} \quad (2.1)$$

$$d = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) dt \quad (2.2)$$

En la figura 2.2 se aprecian formas de onda típicas de un convertidor buck, donde en un principio se tiene la señal de switching “ $S$ ” que típicamente corresponde, por PWM, a una señal cuadrada de ciclo de trabajo configurable. También se vé la corriente del inductor, que corresponde a una señal triangular con valor medio.

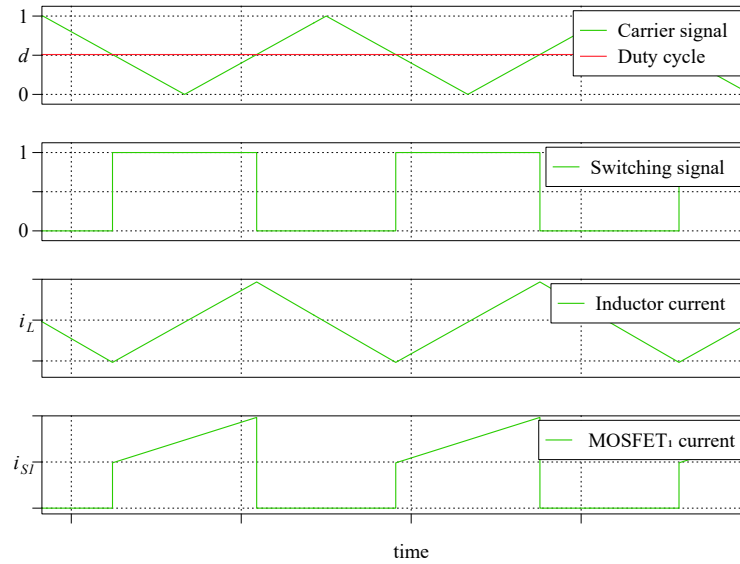


Figura 2.2: Señales típicas del convertidor buck.

En el caso de la corriente del inductor, en estado estacionario, el rizado (o “ripple”) estará definido por (2.3), donde  $f_s$  corresponde a la frecuencia de la señal  $s$ .

$$\Delta i_L = \frac{(v_{in} - v_o) \cdot d}{L \cdot f_s} \quad (2.3)$$

La topología previamente descrita será puesta a prueba en los incisos a continuación bajo simulación y experimentalmente para determinar su eficiencia y analizar sus pérdidas.

## 2.2. Simulación y resultados del convertidor buck sincrónico

Para evaluar el desempeño del convertidor considerado se implementó un modelo en PLECS utilizando el módulo semipuente SiC MOSFET provisto por Infineon [23]. El modelo puede apreciarse en la figura 2.3, donde se integran tanto los elementos eléctricos del sistema y sus pérdidas modeladas como resistencias parásitas, como los elementos térmicos del mismo, como el disipador de calor, las interacciones térmicas del módulo entre el ambiente, su carcasa y el semiconductor como tal a través de una cadena térmica de tipo “Foster” [24].

Una cadena térmica Foster es un modelo matemático que representa la dinámica de transferencia de calor entre materiales, en este caso dispositivos semiconductores mediante una red RC, es decir, una resistencia térmica y una capacitancia térmica conectadas en paralelo, que a su vez, dicho conjunto estará conectado en cascada a otras redes, formando una cadena. A diferencia del modelo Cauer (que representa físicamente las capas materiales

del dispositivo), el modelo Foster es un equivalente fenomenológico que deriva sus parámetros de mediciones experimentales de la respuesta transitoria de impedancia térmica  $z_{th}$

Para efectos de este estudio, el convertidor será modulado con PWM clásica en lazo abierto, i.e., sin una técnica de control, únicamente imponiendo el ciclo de trabajo para regular la tensión en la carga, que a su vez, se modelará con una fuente de corriente variable.

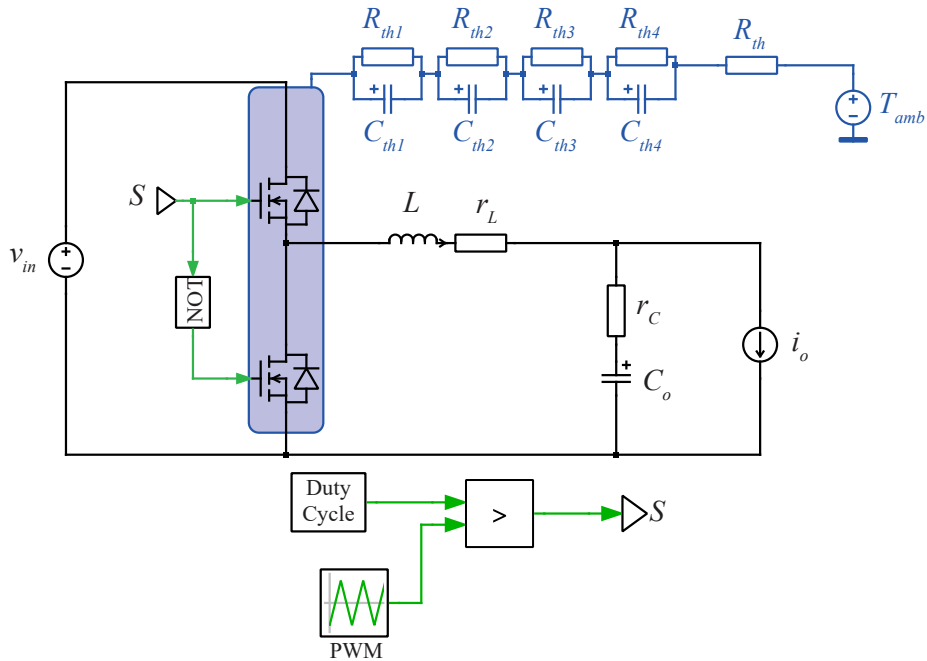


Figura 2.3: Implementación en PLECS.

Los parámetros de simulación se muestran a continuación en la tabla 2.1.

Tabla 2.1: Parámetros de simulación

Variable	Valores
Ciclo de trabajo $d$	{0,2 0,3 0,4 0,5 0,6 0,7 0,8 0,9}
Voltaje de entrada $v_{in}$	{400 600} V
Carga $i_o$	{1 2 3 4 5} A
Frecuencia de conmutación $f_{sw}$	{20 40} kHz
Módulo SiC MOSFET	FF33MR12W1M1HPB11
Inductor del convertidor buck $L$	560 $\mu$ H
Resistencia parásita del inductor $r_L$	0.42 $\Omega$
Condensador del convertidor buck $C_o$	1100 $\mu$ F
Resistencia parásita del capacitor $r_C$	10 $\mu\Omega$

También se dispone de los parámetros térmicos derivados desde el modelo del fabricante, disponibles en la tabla 2.2.

Tabla 2.2: Parámetros térmicos de PLECS

Parámetro	Valores
Resistencia térmica $R_{th}$	1.56 K/W
Capacitancia térmica (cadena 1) $C_{th_1}$	0.007934 J/K
Resistencia térmica (cadena 1) $R_{th_1}$	0.076 K/W
Capacitancia térmica (cadena 2) $C_{th_2}$	0.0304977 J/K
Resistencia térmica (cadena 2) $R_{th_2}$	0.221 K/W
Capacitancia térmica (cadena 3) $C_{th_3}$	0.080132 J/K
Resistencia térmica (cadena 3) $R_{th_3}$	0.453 K/W
Capacitancia térmica (cadena 4) $C_{th_4}$	0.198765432 J/K
Resistencia térmica (cadena 4) $R_{th_4}$	0.81 K/W
Temperatura ambiente $T_{amb}$	25 $^{\circ}$ C

Para estimar las pérdidas se hace uso de tres bloques disponibles en la librería de PLECS, los cuales se aprecian en la figura 2.4.

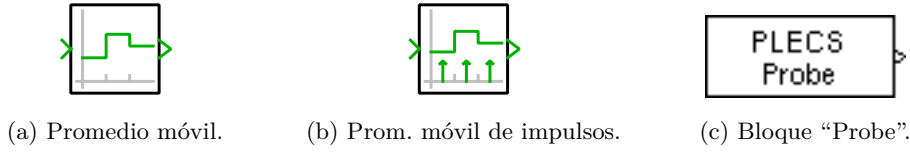


Figura 2.4: Bloques utilizados para estimar pérdidas en PLECS.

Por un lado, para realizar mediciones de una señal y monitorearla en PLECS, una opción es utilizar el bloque "PROBE" (figura 2.4c). Dicho bloque toma una señal proveniente de algún sensor (como voltímetro o amperímetro) o señal intrínseca de un componente (como corriente de un inductor) y la transforma en información trabajable para el software.

Por otro lado, para calcular el valor medio de una señal continua se tienen los bloques de promedios móviles. El software sugiere utilizar "Periodic Average" (figura 2.4b) o "Periodic Impulse Average" (figura 2.4a) para pérdidas por conducción o pérdidas por conmutación, respectivamente.

Ambos bloques previamente descritos tienen un funcionamiento similar: Se calcula el promedio periódico de una señal continua de entrada " $u$ " durante un tiempo de promedio " $T$ " especificado. La salida " $y$ " se actualiza al final de cada período de promedio. Matemáticamente, este bloque corresponde a un filtro pasa-bajos donde la salida es procesada por un retentor de orden cero (o ZOH) (2.4):

$$y(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t u(\tau) d\tau \cdot \text{rect} \left( \frac{t - nT - T/2}{T} \right) \quad (2.4)$$

Donde " $n$ " es el índice de la ventana de muestreo.

Luego de obtener las pérdidas directamente de los componentes mediante los bloques descritos previamente, la eficiencia será calculada según (2.5).

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{Losses}} \times 100 \quad (2.5)$$

Lo anterior conduce a los resultados en cuatro escenarios, disponibles en las subsecciones a continuación.

### 2.2.1. Resultados de simulación con voltaje de entrada $v_{in} = 400V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 20kHz$

Los resultados obtenidos a partir de la simulación descrita previamente para 400V de entrada y 20kHz de conmutación se despliegan en las tablas 2.3 y 2.4. En las columnas

de ciclo de trabajo ( $d^*$ ) y corriente de salida ( $i_o^*$ ) las notaciones tienen una estrella en su índice superior, pues son los parámetros que varía el usuario a lo largo de las simulaciones y posteriormente las pruebas.

Tabla 2.3: Parámetros del convertidor y simulaciones de potencia de entrada, salida y tensión de salida.

$d^*$	$i_o^*$ [A]	$P_{in}$ [W]	$v_o$ [V]	$P_{out}$ [W]	$\eta$ [%]
0.2	1	82.06	79.53	79.53	96.92
0.2	2	161.85	79.07	158.14	97.71
0.2	3	241.76	78.62	235.86	97.56
0.2	4	322.23	78.17	312.68	97.04
0.2	5	402.71	77.72	388.60	95.50
0.3	1	123.09	119.52	119.52	97.10
0.3	2	242.94	119.07	238.14	98.02
0.3	3	362.74	118.62	355.86	98.10
0.3	4	482.68	118.16	472.64	97.92
0.3	5	603.16	117.71	588.55	97.58
0.4	1	163.76	159.52	159.52	97.41
0.4	2	323.70	159.07	318.14	98.28
0.4	3	483.48	158.61	475.83	98.42
0.4	4	643.28	158.16	632.64	98.35
0.4	5	803.56	157.71	788.55	98.13
0.5	1	204.03	199.52	199.52	97.79
0.5	2	403.99	199.07	398.44	98.55
0.5	3	603.86	198.64	595.92	98.69
0.5	4	803.53	198.15	792.60	98.64
0.5	5	1003.77	197.72	988.60	98.49
0.6	1	243.82	239.56	239.56	98.25
0.6	2	483.67	239.05	478.10	98.85
0.6	3	723.60	238.64	715.92	98.94
0.6	4	963.40	238.21	952.84	98.90
0.6	5	1203.52	237.70	1188.50	98.75
0.7	1	283.12	279.53	279.53	98.73
0.7	2	563.05	279.11	558.22	99.14
0.7	3	842.74	278.61	835.83	99.18
0.7	4	1122.65	278.15	1112.60	99.10
0.7	5	1403.23	277.72	1388.60	98.96
0.8	1	322.12	319.56	319.56	99.21
0.8	2	641.89	319.06	638.12	99.41
0.8	3	961.75	318.61	955.83	99.38
0.8	4	1282.22	318.16	1272.64	99.25
0.8	5	1602.76	317.72	1588.60	99.12
0.9	1	361.02	359.56	359.56	99.60
0.9	2	721.13	359.11	718.22	99.60
0.9	3	1081.57	358.64	1075.92	99.48
0.9	4	1442.04	358.18	1432.72	99.35
0.9	5	1802.28	357.73	1788.65	99.24

Tabla 2.4: Parámetros del convertidor y simulaciones de variables eléctricas y temperatura del módulo.

$d^*$	$i_o^*$ [A]	$v_o/v_{in}$	% $v_o$ error	$T_{Switch}$ [°C]	HB Loss [W]	$r_L$ Loss [W]
0.2	1	0.1988	0.59	28.85	0.97	1.56
0.2	2	0.1977	1.16	28.66	0.89	2.82
0.2	3	0.1966	1.72	29.14	0.98	4.92
0.2	4	0.1954	2.29	32.22	1.69	7.86
0.2	5	0.1943	2.85	35.54	2.47	11.64
0.3	1	0.2988	0.40	29.59	1.18	2.39
0.3	2	0.2977	0.78	29.56	1.15	3.65
0.3	3	0.2966	1.15	29.62	1.13	5.75
0.3	4	0.2954	1.53	30.65	1.35	8.69
0.3	5	0.2943	1.91	34.05	2.14	12.47
0.4	1	0.3988	0.30	29.89	1.25	2.99
0.4	2	0.3977	0.58	30.17	1.31	4.25
0.4	3	0.3965	0.87	30.27	1.30	6.35
0.4	4	0.3954	1.15	30.60	1.35	9.29
0.4	5	0.3943	1.43	33.23	1.94	13.07
0.5	1	0.4988	0.24	30.05	1.29	3.22
0.5	2	0.4977	0.47	30.43	1.38	4.47
0.5	3	0.4966	0.68	30.56	1.37	6.57
0.5	4	0.4954	0.92	30.95	1.41	9.52
0.5	5	0.4943	1.14	33.12	1.88	13.29
0.6	1	0.5989	0.18	30.01	1.27	2.99
0.6	2	0.5976	0.40	30.31	1.32	4.25
0.6	3	0.5966	0.57	30.47	1.32	6.36
0.6	4	0.5955	0.75	30.91	1.34	9.22
0.6	5	0.5943	0.96	33.60	1.96	13.06
0.7	1	0.6988	0.17	29.75	1.20	2.39
0.7	2	0.6978	0.32	29.82	1.18	3.65
0.7	3	0.6965	0.50	29.99	1.15	5.76
0.7	4	0.6954	0.66	31.12	1.36	8.69
0.7	5	0.6943	0.81	34.75	2.16	12.47
0.8	1	0.7989	0.14	29.04	0.99	1.57
0.8	2	0.7977	0.29	28.97	0.94	2.83
0.8	3	0.7965	0.43	29.55	0.99	4.93
0.8	4	0.7954	0.57	32.86	1.72	7.86
0.8	5	0.7943	0.71	36.56	2.53	11.63
0.9	1	0.8989	0.12	27.92	0.67	0.79
0.9	2	0.8978	0.25	28.96	0.86	2.05
0.9	3	0.8966	0.38	32.01	1.51	4.14
0.9	4	0.8955	0.51	35.29	2.24	7.08
0.9	5	0.8942	0.63	37.84	2.77	10.86

Las tablas muestran los resultados para potencia de entrada ( $P_{in}$ ) y de salida ( $P_{out}$ ), tensión de salida ( $v_o$ ), eficiencia ( $\eta$ ), error de tensión de salida medida versus tensión de

salida real ( $\%v_o$  error), temperatura del módulo ( $T_{Switch}$ ), las pérdidas del módulo (HB Loss) y las pérdidas estimadas del inductor ( $r_L$  Loss).

Desde las tablas previamente presentadas se extrae que la eficiencia aumenta con la carga en  $A$  hacia un punto máximo, bajando ligeramente luego de dicho punto (que por lo general, corresponde a la carga de  $2 A$  o  $3 A$ ). Estas curvas muestran sentido al correcto funcionamiento del convertidor en simulación, existiendo un máximo de eficiencia en  $d = 0.9$ ,  $i_o = 1 A$  de  $99.6\%$ . Lo anterior se aprecia visualmente en la figura 2.5 con cuatro ciclos de trabajo característicos.

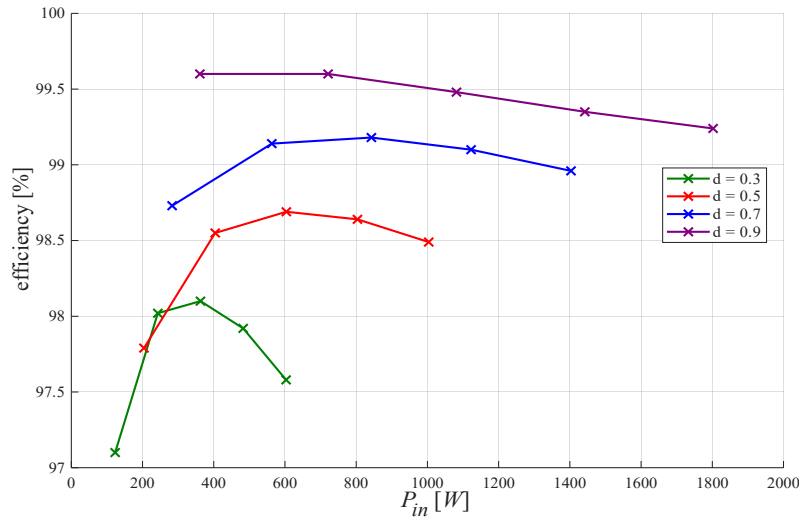


Figura 2.5: Curvas de eficiencia versus potencia de entrada.

Las simulaciones permiten obtener estimaciones de las pérdidas en los semiconductores del módulo semipiente que conforma el convertidor, además de las pérdidas en el inductor. En la figura 2.6 es posible notar que las pérdidas para cargas bajas, menores a  $3 A$  se mantienen similares (exceptuando el caso con  $d = 0.9$ ). Sin embargo, para mayor carga las pérdidas se disparan hacia más del doble y teniendo un máximo de  $2,77 W$  en  $d = 0.9$  e  $i_o = 5 A$ , pero su comportamiento se invierte, es decir, se maximizan en los casos extremos de ciclo de trabajo ( $d = 0.2$  y  $d = 0.9$ ) y se minimizan en el caso central de  $d = 0.5$ , exhibiendo un comportamiento “pseudo-cuadrático”.

Las pérdidas en el inductor se presentan en la figura 2.8, donde se muestra que dichas pérdidas aumentan conforme a la carga. A su vez, se muestra que se maximizan en el caso central de  $d = 0.5$  con un máximo de  $13,29 W$  en  $d = 0.5$  e  $i_o = 5 A$  y minimizándose en los extremos ( $d = 0.2$  y  $0.9$ ).

En cuanto a la temperatura, es posible realizar un análisis similar al caso de las pérdidas del

módulo semipunte, teniendo el mismo comportamiento en cuanto a sus curvas disponibles en la figura 2.7, y ubicando su máximo de  $37,84^{\circ}C$  en el mismo punto: Lo anterior tiene sentido, pues las pérdidas eléctricas se condicen en temperatura que el semiconductor produce y debe disipar.

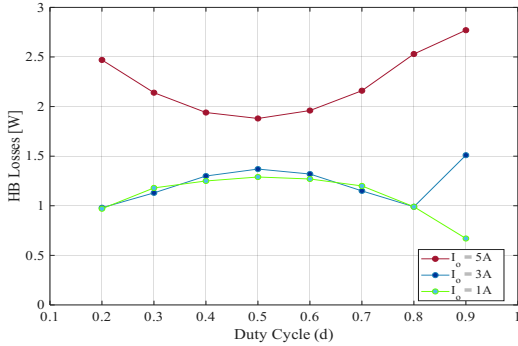


Figura 2.6: Pérdidas totales medidas en los switches del módulo semipunte para  $v_{in} = 400V$  y  $f_{sw} = 20kHz$

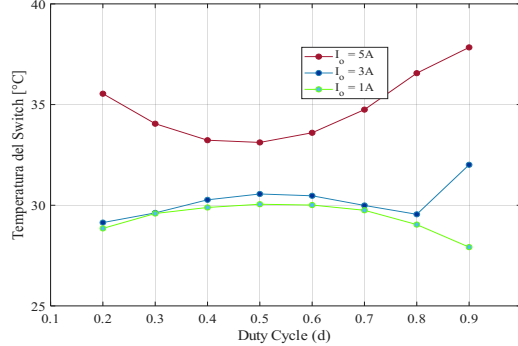


Figura 2.7: Temperatura estimada en el módulo semipunte para  $v_{in} = 400V$  y  $f_{sw} = 20kHz$

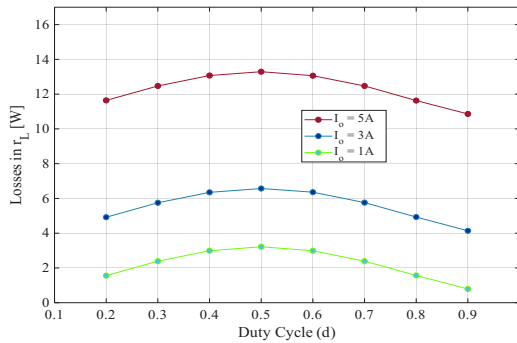


Figura 2.8: Pérdidas en la resistencia parásita del inductor para  $v_{in} = 400V$  y  $f_{sw} = 20kHz$ .

De manera ilustrativa, se muestran las formas de onda en el osciloscopio de plecs en las figuras 2.9 y 2.10

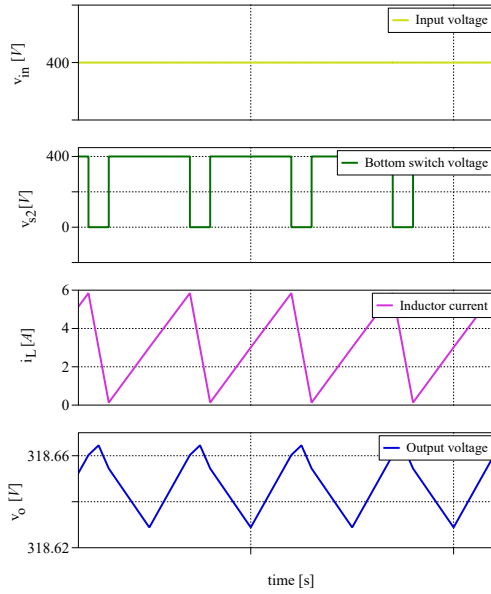


Figura 2.9: Mediciones en PLECS de  $v_{in}$ ,  $v_{s2}$ ,  $i_L$  y  $v_c$  para  $v_{in} = 400V$ ,  $f_{sw} = 20kHz$ ,  $d = 0,8$

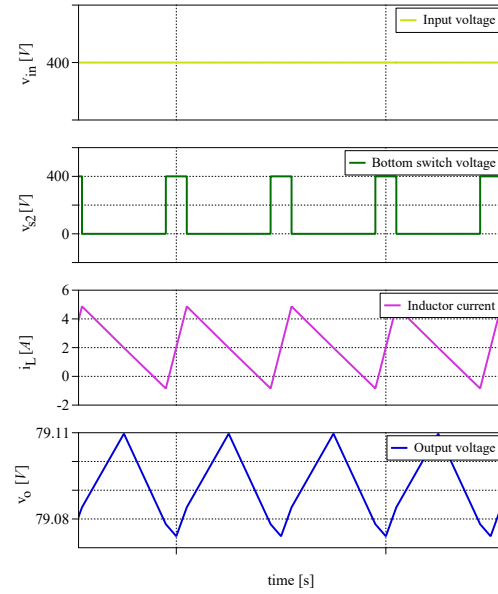


Figura 2.10: Mediciones en PLECS de  $v_{in}$ ,  $v_{s2}$ ,  $i_L$  y  $v_c$  para  $v_{in} = 400V$ ,  $f_{sw} = 20kHz$ ,  $d = 0,2$

### 2.2.2. Resultados de simulación con voltaje de entrada $v_{in} = 400V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 40kHz$

Los resultados obtenidos a partir de la simulación descrita previamente para 400V de entrada y 40kHz de conmutación se despliegan en las tablas 2.5 y 2.6.

Tabla 2.5: Parámetros del convertidor y simulaciones de potencia de entrada, salida y tensión de salida.

$d^*$	$i_o^*$ [A]	$P_{in}$ [W]	$v_o$ [V]	$P_{out}$ [W]	$\eta$ [%]
0.2	1	81.39	79.53	79.53	97.71
0.2	2	161.81	79.08	158.16	97.74
0.2	3	242.80	78.63	235.89	97.15
0.2	4	323.81	78.63	312.68	96.59
0.2	5	402.71	77.72	388.60	96.16
0.3	1	121.09	119.52	119.52	98.11
0.3	2	242.94	119.07	238.14	98.56
0.3	3	362.74	118.62	355.86	98.15
0.3	4	483.68	118.16	472.64	97.75
0.3	5	604.16	117.71	588.55	97.41
0.4	1	162.76	159.52	159.52	98.42
0.4	2	321.70	159.07	318.14	98.89
0.4	3	482.48	158.61	475.83	98.62
0.4	4	643.28	158.16	632.64	98.35
0.4	5	804.38	157.71	788.55	98.04
0.5	1	202.03	199.52	199.52	98.69
0.5	2	401.99	199.07	398.44	99.08
0.5	3	602.86	198.64	595.92	98.90
0.5	4	803.53	198.15	792.60	98.65
0.5	5	1004.77	197.72	988.60	98.49
0.6	1	242.82	239.56	239.56	98.93
0.6	2	481.67	239.05	478.10	99.26
0.6	3	722.60	238.64	715.92	99.08
0.6	4	963.40	238.21	952.84	98.87
0.6	5	1204.52	237.70	1188.50	98.69
0.7	1	281.12	279.53	279.53	99.18
0.7	2	561.05	279.11	558.22	99.38
0.7	3	842.74	278.61	835.83	99.18
0.7	4	1123.65	278.15	1112.60	99.04
0.7	5	1404.23	277.72	1388.60	98.88
0.8	1	321.12	319.56	319.56	99.42
0.8	2	641.89	319.06	638.12	99.43
0.8	3	962.75	318.61	955.83	99.28
0.8	4	1283.22	318.16	1272.64	99.13
0.8	5	1604.76	317.72	1588.60	99.03
0.9	1	361.02	359.56	359.56	99.59
0.9	2	721.13	359.11	718.22	99.44
0.9	3	1083.57	358.64	1075.92	99.32
0.9	4	1443.81	358.19	1432.76	99.23
0.9	5	1803.57	357.74	1788.71	99.14

Tabla 2.6: Parámetros del convertidor y simulaciones de variables eléctricas y temperatura del módulo.

$d^*$	$i_o^*$ [A]	$v_o/v_{in}$	% $v_o$ error	$T_{Switch}$ [°C]	HB Loss [W]	$r_L$ Loss [W]
0.2	1	0.1988	0.59	30.04	1.15	0.71
0.2	2	0.1977	1.15	32.68	1.68	1.97
0.2	3	0.1966	1.71	37.91	2.83	4.08
0.2	4	0.1954	2.26	43.26	4.04	7.01
0.2	5	0.1943	2.84	46.18	4.75	10.79
0.3	1	0.2988	0.38	30.86	1.38	0.92
0.3	2	0.2977	0.76	30.89	1.29	2.18
0.3	3	0.2966	1.13	36.10	2.44	4.27
0.3	4	0.2954	1.52	41.71	3.69	7.21
0.3	5	0.2943	1.88	45.79	4.64	10.99
0.4	1	0.3988	0.29	31.29	1.50	1.06
0.4	2	0.3977	0.57	30.63	1.25	2.33
0.4	3	0.3965	0.86	35.06	2.21	4.44
0.4	4	0.3954	1.14	40.69	3.46	7.36
0.4	5	0.3943	1.42	45.65	4.59	11.14
0.5	1	0.4988	0.23	31.44	1.55	1.13
0.5	2	0.4977	0.46	30.81	1.31	2.37
0.5	3	0.4966	0.68	34.77	2.14	4.49
0.5	4	0.4954	0.91	40.43	3.39	7.43
0.5	5	0.4943	1.14	45.72	4.57	11.21
0.6	1	0.5989	0.19	31.32	1.51	1.07
0.6	2	0.5976	0.38	30.72	1.26	2.32
0.6	3	0.5966	0.57	35.21	2.23	4.42
0.6	4	0.5955	0.76	40.91	3.48	7.37
0.6	5	0.5943	0.95	46.02	4.61	11.15
0.7	1	0.6988	0.17	30.92	1.38	0.92
0.7	2	0.6978	0.33	31.02	1.30	2.17
0.7	3	0.6965	0.49	36.37	2.47	4.27
0.7	4	0.6954	0.65	42.17	3.73	7.22
0.7	5	0.6943	0.81	46.53	4.68	10.98
0.8	1	0.7989	0.14	30.13	1.15	0.72
0.8	2	0.7977	0.28	32.89	1.69	1.98
0.8	3	0.7965	0.43	38.31	2.86	4.09
0.8	4	0.7954	0.57	43.97	4.09	7.02
0.8	5	0.7943	0.71	47.28	4.82	10.78
0.9	1	0.8989	0.12	29.27	0.94	0.53
0.9	2	0.8978	0.26	35.52	2.26	1.77
0.9	3	0.8966	0.38	41.07	3.45	3.89
0.9	4	0.8954	0.50	44.92	4.24	6.81
0.9	5	0.8943	0.63	48.26	5.01	10.59

Desde las tablas previamente presentadas se extrae que la eficiencia aumenta con la carga en  $A$  hacia un punto máximo, bajando ligeramente luego de dicho punto (que por

lo general, corresponde a la carga de 1 A o 2 A). Estas curvas muestran sentido al correcto funcionamiento del convertidor en simulación, existiendo un máximo de eficiencia en  $d = 0.9$ ,  $i_o = 1 A$  de 99.59 %, muy cercano al caso presentado inmediatamente antes. Lo anterior se aprecia visualmente en la figura 2.11 con cuatro ciclos de trabajo característicos.

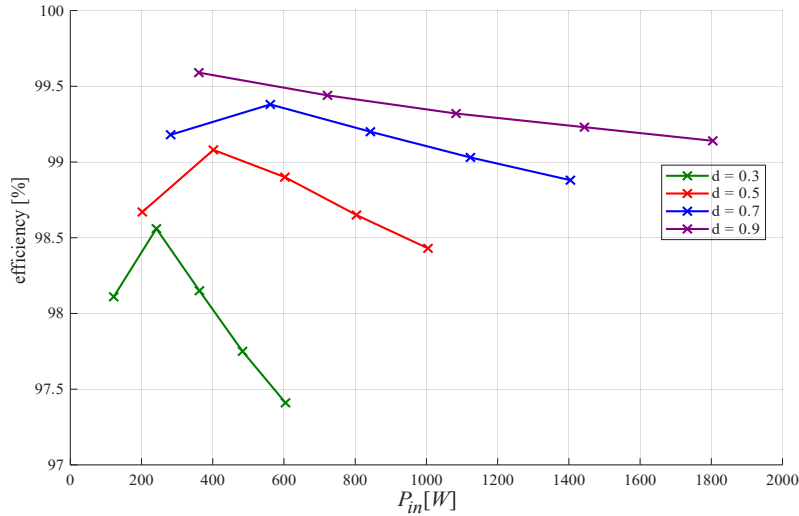


Figura 2.11: Curvas de eficiencia versus potencia de entrada.

Al aumentar la frecuencia de operación las estimaciones de las pérdidas en los semiconductores del módulo semipunte muestran un aumento a prácticamente el doble que en el caso anterior. En la figura 2.12 se muestran las curvas que forman, mostrando de igual manera un comportamiento “pseudo-cuadrático”, pero invirtiendo su relación para cargas de 3 A y mayores. Para cargas bajas, las pérdidas se mantienen similares al caso del inciso 2.2.1, disparándose para cargas mayores con un máximo de 5,01 W en  $d = 0.9$  e  $i_o = 5 A$ .

Las pérdidas en el inductor se presentan en la figura 2.14, donde se muestra que dichas pérdidas aumentan conforme a la carga. A su vez, se muestra que se maximizan en el caso central de  $d = 0.5$  con un máximo de 11,21 W en  $d = 0.5$  e  $i_o = 5 A$  y minimizándose en los extremos ( $d = 0.2$  y  $0.9$ ). Con respecto al caso inmediatamente anterior, se muestra que con el aumento de frecuencia se reducen ligeramente.

En cuanto a la temperatura, es posible realizar un análisis similar al caso de las pérdidas del módulo semipunte, teniendo el mismo comportamiento en cuanto a sus curvas disponibles en la figura 2.13, y ubicando su máximo de 48,26 °C en el mismo punto, exhibiendo un aumento con la operación a mayor frecuencia.

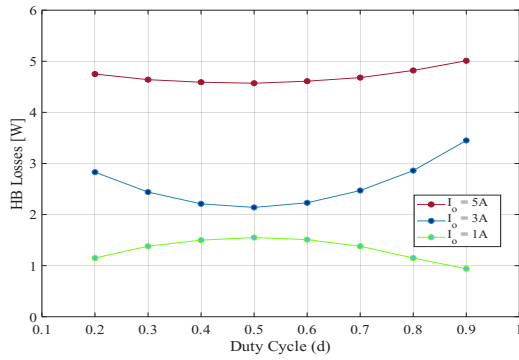


Figura 2.12: Pérdidas totales medidas en los switches del módulo semipunte para  $v_{in} = 400 V$  y  $f_{sw} = 40 kHz$

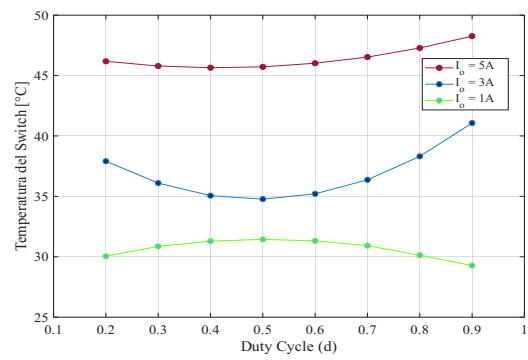


Figura 2.13: Temperatura estimada en el módulo semipunte para  $v_{in} = 400 V$  y  $f_{sw} = 40 kHz$

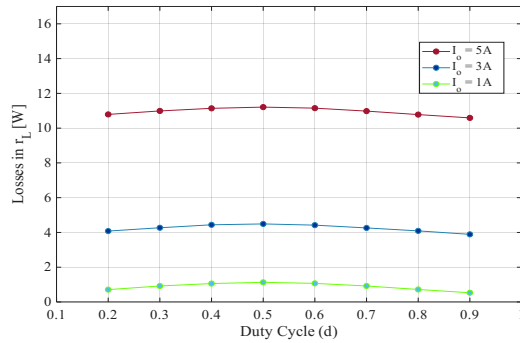


Figura 2.14: Pérdidas en la resistencia parásita del inductor para  $v_{in} = 400 V$  y  $f_{sw} = 40 kHz$ .

De manera ilustrativa, se muestran las formas de onda en el osciloscopio de plecs en las figuras 2.15 y 2.16.

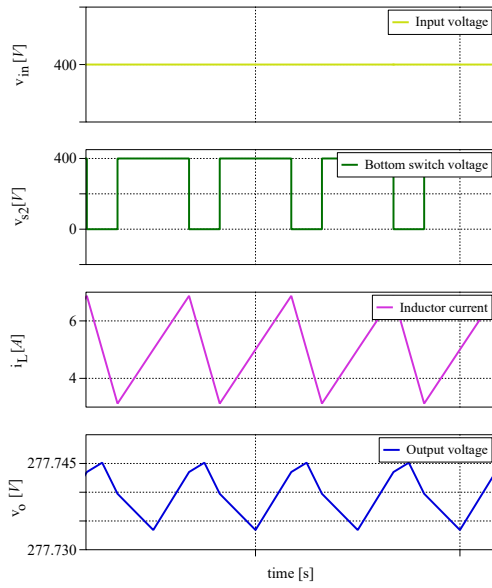


Figura 2.15: Mediciones en PLECS de  $v_{in}$ ,  $v_{s2}$ ,  $i_L$  y  $v_c$  para  $v_{in} = 400\text{ V}$ ,  $f_{sw} = 40\text{ kHz}$ ,  $d = 0,7$

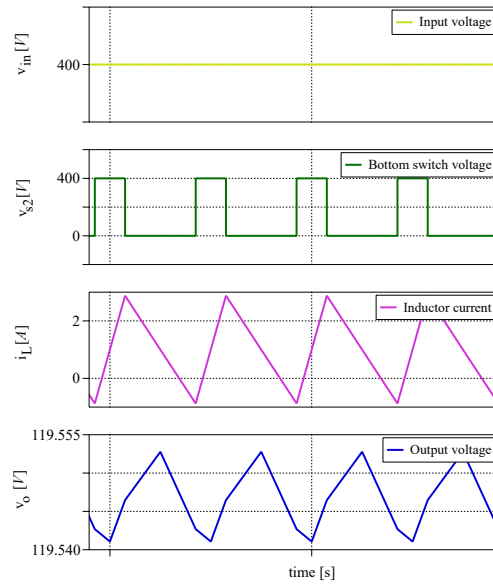


Figura 2.16: Mediciones en PLECS de  $v_{in}$ ,  $v_{s2}$ ,  $i_L$  y  $v_c$  para  $v_{in} = 400\text{ V}$ ,  $f_{sw} = 40\text{ kHz}$ ,  $d = 0,3$

### 2.2.3. Resultados de simulación con voltaje de entrada $v_{in} = 600\text{ V}$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 20\text{ kHz}$

Los resultados obtenidos a partir de la simulación descrita previamente para  $600\text{ V}$  de entrada y  $20\text{ kHz}$  de conmutación se despliegan en las tablas 2.7 y 2.8.

Tabla 2.7: Parámetros del convertidor y simulaciones de potencia de entrada, salida y tensión de salida.

$d^*$	$i_o^*$ [A]	$P_{in}$ [W]	$v_o$ [V]	$P_{out}$ [W]	$\eta$ [%]
0.2	1	124.35	119.51	119.51	96.11
0.2	2	244.25	119.04	238.08	97.47
0.2	3	363.94	118.57	355.71	97.74
0.2	4	483.71	118.13	472.52	97.69
0.2	5	604.46	117.73	588.65	97.38
0.3	1	186.49	179.50	179.50	96.25
0.3	2	366.46	179.04	358.08	97.71
0.3	3	546.40	178.57	535.71	98.04
0.3	4	726.12	178.11	712.44	98.12
0.3	5	906.05	177.69	888.45	98.06
0.4	1	248.00	239.49	239.49	96.57
0.4	2	487.99	239.03	478.06	97.97
0.4	3	728.19	238.65	715.95	98.32
0.4	4	967.92	238.12	952.48	98.40
0.4	5	1207.58	237.64	1188.20	98.40
0.5	1	308.62	299.52	299.52	97.05
0.5	2	608.56	299.03	598.06	98.27
0.5	3	908.66	298.62	895.86	98.59
0.5	4	1208.49	298.11	1192.44	98.67
0.5	5	1508.33	297.66	1488.30	98.67
0.6	1	368.08	359.57	359.57	97.69
0.6	2	728.00	359.04	718.08	98.64
0.6	3	1087.95	358.57	1075.71	98.87
0.6	4	1447.96	358.12	1432.48	98.93
0.6	5	1807.77	357.67	1788.35	98.93
0.7	1	426.54	419.56	419.56	98.36
0.7	2	846.46	419.04	838.08	99.01
0.7	3	1266.45	418.58	1255.74	99.15
0.7	4	1686.19	418.11	1672.44	99.18
0.7	5	2106.15	417.70	2088.50	99.16
0.8	1	484.37	479.52	479.52	99.00
0.8	2	964.29	479.04	958.08	99.36
0.8	3	1444.04	478.59	1435.77	99.43
0.8	4	1923.75	478.13	1912.52	99.42
0.8	5	2404.20	477.67	2388.35	99.34
0.9	1	542.06	539.52	539.52	99.53
0.9	2	1081.76	539.05	1078.10	99.66
0.9	3	1622.12	538.61	1615.83	99.61
0.9	4	2162.91	538.15	2152.60	99.52
0.9	5	2703.28	537.62	2688.10	99.44

Tabla 2.8: Parámetros del convertidor y simulaciones de variables eléctricas y temperatura del módulo.

$d^*$	$i_o^*$ [A]	$v_o/v_{in}$	% $v_o$ error	$T_{Switch}$ [°C]	HB Loss [W]	$r_L$ Loss [W]
0.2	1	0.1992	0.41	31.84	1.77	3.07
0.2	2	0.1984	0.80	32.07	1.81	4.36
0.2	3	0.1976	1.19	31.87	1.72	6.51
0.2	4	0.1969	1.56	31.89	1.67	9.52
0.2	5	0.1962	1.89	35.23	2.43	13.38
0.3	1	0.2992	0.28	32.79	2.01	4.98
0.3	2	0.2984	0.53	33.19	2.11	6.27
0.3	3	0.2976	0.79	33.83	2.27	8.42
0.3	4	0.2969	1.05	33.99	2.26	11.42
0.3	5	0.2962	1.28	34.33	2.31	15.29
0.4	1	0.3992	0.21	33.43	2.16	6.35
0.4	2	0.3984	0.40	33.89	2.28	7.65
0.4	3	0.3977	0.56	34.61	2.45	9.79
0.4	4	0.3969	0.78	35.48	2.65	12.79
0.4	5	0.3962	0.98	35.88	2.71	16.67
0.5	1	0.4992	0.16	33.75	2.23	6.87
0.5	2	0.4984	0.32	34.21	2.34	8.16
0.5	3	0.4977	0.46	34.92	2.49	10.31
0.5	4	0.4969	0.63	35.97	2.74	13.31
0.5	5	0.4961	0.78	36.64	2.85	17.18
0.6	1	0.5992	0.12	33.62	2.17	6.34
0.6	2	0.5984	0.27	34.09	2.26	7.66
0.6	3	0.5977	0.40	34.85	2.45	9.79
0.6	4	0.5969	0.52	35.87	2.67	12.81
0.6	5	0.5961	0.65	36.41	2.74	16.68
0.7	1	0.6992	0.10	33.02	2.01	4.97
0.7	2	0.6984	0.23	33.52	2.11	6.27
0.7	3	0.6977	0.34	34.31	2.29	8.42
0.7	4	0.6969	0.45	34.67	2.32	11.43
0.7	5	0.6961	0.55	35.26	2.36	15.29
0.8	1	0.7992	0.10	32.12	1.76	3.09
0.8	2	0.7984	0.20	32.49	1.85	4.36
0.8	3	0.7977	0.29	32.46	1.76	6.51
0.8	4	0.7969	0.39	32.73	1.72	9.51
0.8	5	0.7961	0.49	36.31	2.48	13.37
0.9	1	0.8992	0.09	30.22	1.27	1.27
0.9	2	0.8984	0.18	29.94	1.12	2.54
0.9	3	0.8977	0.26	32.36	1.58	4.71
0.9	4	0.8969	0.34	36.96	2.59	7.72
0.9	5	0.8961	0.44	41.83	3.61	11.57

Desde las tablas previamente presentadas se extrae que la eficiencia aumenta con la carga en  $A$  hacia un punto máximo, bajando ligeramente luego de dicho punto (que por lo general,

corresponde a la carga de  $4 A$ ). Estas curvas muestran sentido al correcto funcionamiento del convertidor en simulación, existiendo un máximo de eficiencia en  $d = 0.9$ ,  $i_o = 2 A$  de  $99.66 \%$ , cercano al caso presentado inmediatamente antes. Lo anterior se aprecia visualmente en la figura 2.17 con cuatro ciclos de trabajo característicos.

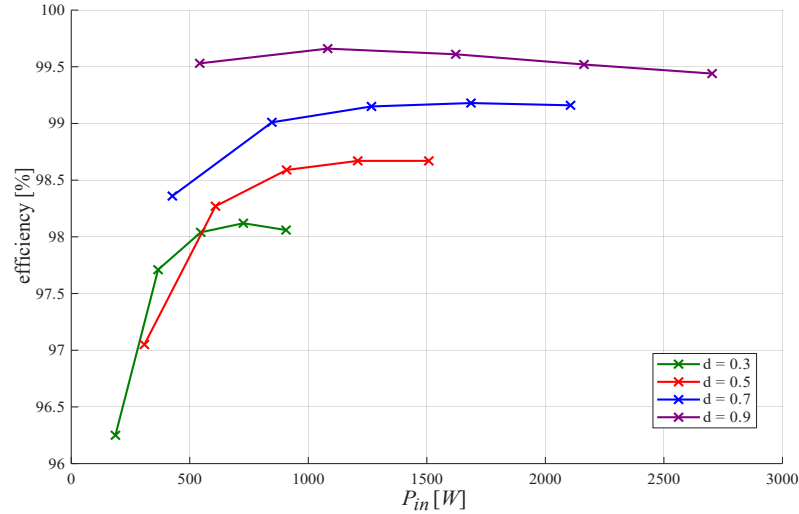


Figura 2.17: Curvas de eficiencia versus potencia de entrada.

Al aumentar la tensión de entrada las estimaciones de las pérdidas en los semiconductores del módulo semipunte muestran un aumento a prácticamente el doble también, pues deberán bloquear más voltaje y soportar sus conmutaciones. En la figura 2.18 se muestran las curvas que forman, mostrando de igual manera un comportamiento “pseudo-cuadrático” quebrando su comportamiento en los casos extremos de ciclo de trabajo. Las pérdidas en los semiconductores aumentan conforme a la carga y en cuanto al ciclo de trabajo se maximizan al centro, en  $d = 0.5$ , exceptuando el caso de  $d = 0.9$  e  $i_o = 5 A$  donde existe un máximo de  $3,61 W$ .

Las pérdidas en el inductor, disponibles en la figura 2.20 presentan comportamientos similares a los estudiados en los casos anteriores. En este caso, se reducen ligeramente debido a que el aumento de tensión implica menor corriente, maximizándose en el caso central de  $d = 0.5$  con un valor de  $11,21 W$  en  $d = 0.5$  e  $i_o = 5 A$  y minimizándose en los extremos ( $d = 0.2$  y  $0.9$ ).

En cuanto a la temperatura, es posible realizar un análisis similar al caso de las pérdidas del módulo semipunte, teniendo el mismo comportamiento en cuanto a sus curvas disponibles en la figura 2.19, y ubicando su máximo de  $48,26 ^\circ C$  en el mismo punto, exhibiendo una ligera reducción con la operación a mayor voltaje.

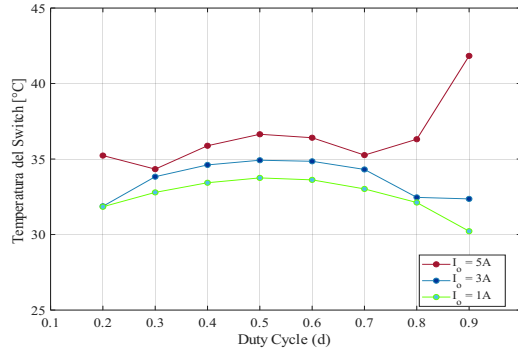
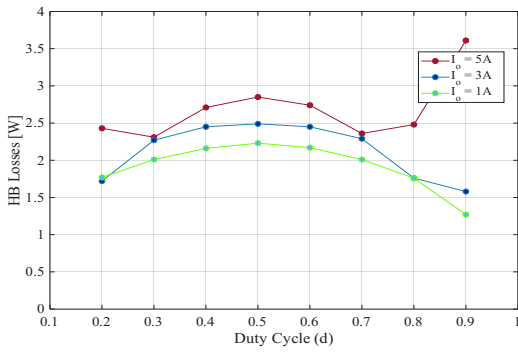


Figura 2.18: Pérdidas totales medidas en los switches del módulo semipunte para  $v_{in} = 600 V$  y  $f_{sw} = 20 kHz$

Figura 2.19: Temperatura estimada en el módulo semipunte para  $v_{in} = 600 V$  y  $f_{sw} = 20 kHz$

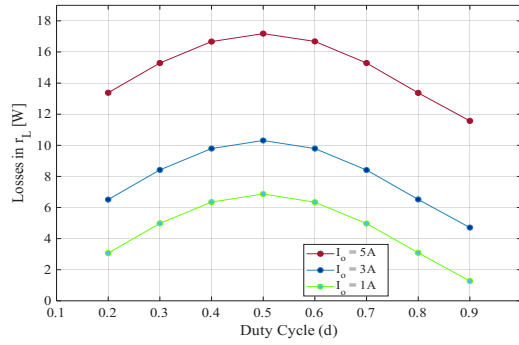


Figura 2.20: Pérdidas en la resistencia parásita del inductor para  $v_{in} = 600 V$  y  $f_{sw} = 20 kHz$ .

De manera ilustrativa, se muestran las formas de onda en el osciloscopio de plecs en las figuras 2.21 y 2.22.

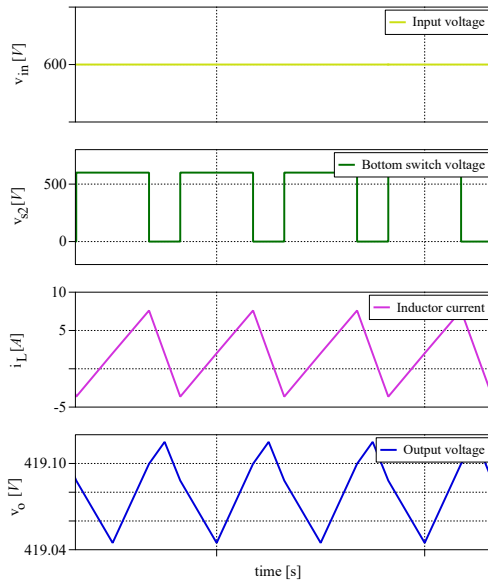


Figura 2.21: Mediciones en PLECS de  $v_{in}$ ,  $v_{s2}$ ,  $i_L$  y  $v_c$  para  $v_{in} = 600V$ ,  $f_{sw} = 20kHz$ ,  $d = 0,7$

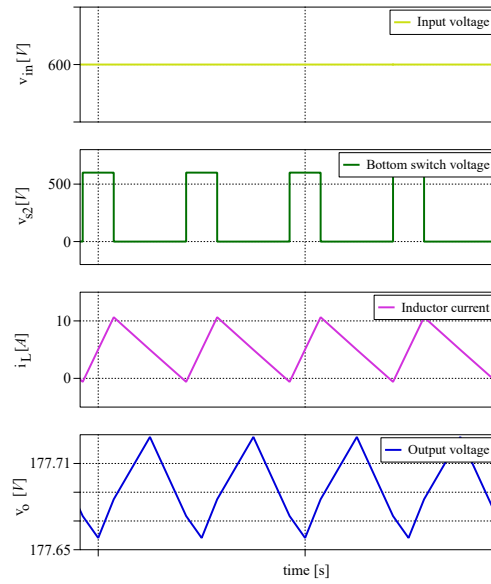


Figura 2.22: Mediciones en PLECS de  $v_{in}$ ,  $v_{s2}$ ,  $i_L$  y  $v_c$  para  $v_{in} = 600V$ ,  $f_{sw} = 20kHz$ ,  $d = 0,3$

#### 2.2.4. Resultados de simulación con voltaje de entrada $v_{in} = 600V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 40kHz$

Los resultados obtenidos a partir de la simulación descrita previamente para 600V de entrada y 40kHz de conmutación se despliegan en las tablas 2.9 y 2.10.

Tabla 2.9: Parámetros del convertidor y simulaciones de potencia de entrada, salida y tensión de salida.

$d^*$	$i_o^*$ [A]	$P_{in}$ [W]	$v_o$ [V]	$P_{out}$ [W]	$\eta$ [%]
0.2	1	122.82	119.53	119.53	97.32
0.2	2	242.93	119.08	238.16	98.04
0.2	3	363.59	118.62	355.86	97.87
0.2	4	485.09	118.14	472.56	97.42
0.2	5	606.44	117.69	588.45	97.03
0.3	1	183.80	179.56	179.56	97.69
0.3	2	363.30	179.08	358.16	98.59
0.3	3	543.14	178.62	535.86	98.66
0.3	4	724.68	178.15	712.60	98.33
0.3	5	906.20	177.67	888.35	98.03
0.4	1	244.42	239.53	239.53	98.00
0.4	2	483.88	239.07	478.14	98.81
0.4	3	723.36	238.60	715.80	98.95
0.4	4	964.53	238.16	952.64	98.77
0.4	5	1206.19	237.71	1188.55	98.54
0.5	1	304.67	299.54	299.54	98.32
0.5	2	604.16	299.09	598.18	99.01
0.5	3	903.63	298.61	895.83	99.14
0.5	4	1204.41	298.14	1192.56	99.02
0.5	5	1506.00	297.68	1488.40	98.83
0.6	1	364.43	359.54	359.54	98.66
0.6	2	723.90	359.07	718.14	99.20
0.6	3	1083.45	358.63	1075.89	99.30
0.6	4	1444.52	358.15	1432.60	99.17
0.6	5	1806.12	357.69	1788.45	99.02
0.7	1	423.81	419.55	419.55	98.99
0.7	2	843.24	419.06	838.12	99.39
0.7	3	1263.18	418.62	1255.86	99.42
0.7	4	1684.69	418.15	1672.60	99.28
0.7	5	2106.29	417.68	2088.40	99.15
0.8	1	482.86	479.54	479.54	99.31
0.8	2	962.31	479.06	958.12	99.56
0.8	3	1443.61	478.63	1435.89	99.47
0.8	4	1925.19	478.16	1912.64	99.35
0.8	5	2406.48	477.69	2388.45	99.25
0.9	1	541.62	539.53	539.53	99.61
0.9	2	1082.84	539.07	1078.14	99.57
0.9	3	1624.44	538.62	1615.86	99.47
0.9	4	2165.79	538.16	2152.64	99.39
0.9	5	2706.40	537.68	2688.40	99.33

Tabla 2.10: Parámetros del convertidor y simulaciones de variables eléctricas y temperatura del módulo.

$d^*$	$i_o^*$ [A]	$v_o/v_{in}$	% $v_o$ error	$T_{Switch}$ [°C]	HB Loss [W]	$r_L$ Loss [W]
0.2	1	0.1992	0.39	34.24	2.21	1.08
0.2	2	0.1985	0.77	33.03	2.38	2.39
0.2	3	0.1977	1.15	39.42	3.18	4.55
0.2	4	0.1969	1.55	47.53	4.98	7.55
0.2	5	0.1962	1.93	54.46	6.56	11.43
0.3	1	0.2993	0.24	35.79	2.68	1.56
0.3	2	0.2985	0.51	34.61	2.25	2.89
0.3	3	0.2977	0.77	35.33	2.28	5.00
0.3	4	0.2969	1.03	43.32	4.06	8.02
0.3	5	0.2961	1.29	51.88	5.94	11.91
0.4	1	0.3992	0.20	36.77	2.97	1.92
0.4	2	0.3985	0.39	35.61	2.54	3.20
0.4	3	0.3977	0.58	34.75	2.20	5.36
0.4	4	0.3969	0.77	40.91	3.53	8.36
0.4	5	0.3962	0.95	49.44	5.41	12.23
0.5	1	0.4992	0.15	37.13	3.08	2.05
0.5	2	0.4985	0.30	36.00	2.65	3.33
0.5	3	0.4977	0.46	35.14	2.31	5.49
0.5	4	0.4969	0.62	40.19	3.36	8.49
0.5	5	0.4962	0.77	48.78	5.23	12.37
0.6	1	0.5992	0.13	36.84	2.99	1.90
0.6	2	0.5985	0.26	35.73	2.55	3.21
0.6	3	0.5977	0.38	34.93	2.21	5.35
0.6	4	0.5969	0.51	41.15	3.54	8.38
0.6	5	0.5962	0.64	49.84	5.43	12.24
0.7	1	0.6992	0.11	35.92	2.69	1.57
0.7	2	0.6985	0.22	34.81	2.27	2.85
0.7	3	0.6977	0.33	35.61	2.31	5.01
0.7	4	0.6969	0.44	43.79	4.08	8.01
0.7	5	0.6962	0.55	52.66	6.01	11.88
0.8	1	0.7992	0.10	34.38	2.23	1.09
0.8	2	0.7985	0.20	33.31	1.81	2.38
0.8	3	0.7977	0.29	39.82	3.19	4.53
0.8	4	0.7969	0.38	48.22	5.01	7.54
0.8	5	0.7962	0.48	55.65	6.61	11.42
0.9	1	0.8992	0.09	31.54	1.44	0.65
0.9	2	0.8985	0.17	37.96	2.77	1.93
0.9	3	0.8977	0.26	45.98	4.49	4.09
0.9	4	0.8969	0.34	53.23	6.06	7.09
0.9	5	0.8962	0.43	57.73	7.03	10.97

Desde las tablas previamente presentadas se extrae que la eficiencia aumenta con la carga en  $A$  hacia un punto máximo, bajando ligeramente luego de dicho punto (que por lo general,

corresponde a la carga de  $3 A$ ). Estas curvas muestran sentido al correcto funcionamiento del convertidor en simulación, existiendo un máximo de eficiencia en  $d = 0.9$ ,  $i_o = 1 A$  de  $99.61 \%$ , cercano al resto de los casos anteriores. La eficiencia respecto a la potencia procesada se aprecia visualmente en la figura 2.23 con cuatro ciclos de trabajo característicos.

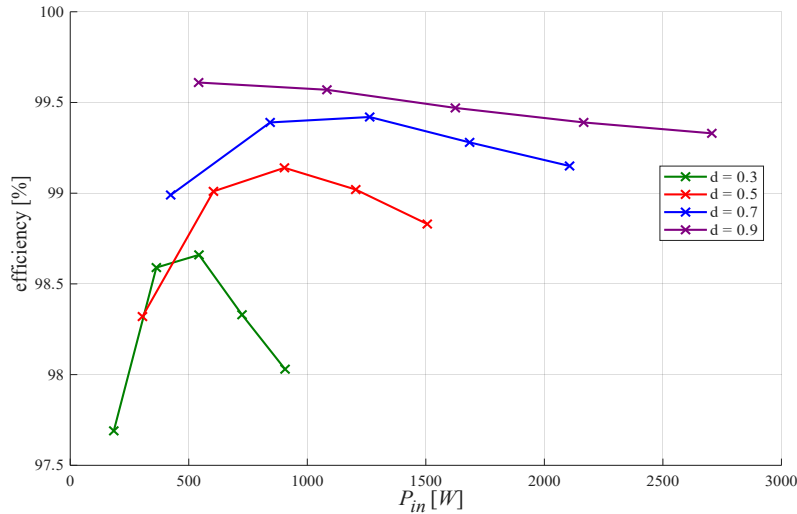


Figura 2.23: Curvas de eficiencia versus potencia de entrada

Las pérdidas del semipunto, al igual que en todos los casos anteriores, presentan curvas con un comportamiento “pseudo-cuadrático” con máximo en sus extremos y mínimo en el centro de  $d = 0.5$ , invirtiendo dicho comportamiento a baja carga ( $i_o = 1 A$ ). Las curvas están disponibles en la figura 2.24, presentando su máximo de pérdidas en  $d = 0.9$  e  $i_o = 5 A$ , disipando  $7,03 W$ .

Las pérdidas en el inductor, disponibles en la figura 2.26 presentan comportamientos similares a los estudiados en los casos anteriores con curvas suaves en todo el rango de ciclo de trabajo. Los máximos se ubican en  $d = 0.5$  para cada carga, presentando un máximo en  $d = 0.5$  e  $i_o = 5 A$  con un valor de  $10,97 W$ .

En cuanto a la temperatura, este caso es el que tiene los valores más altos, teniendo un comportamiento prácticamente idéntico que las pérdidas en el semipunto y presentando su máximo en el mismo punto de las anteriormente mencionadas, con un valor de  $57,73 ^\circ C$ . Las curvas están disponibles en la figura 2.25.

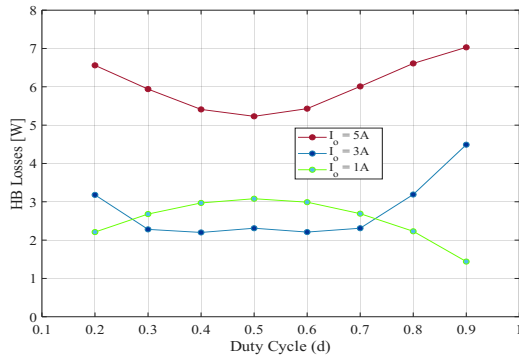


Figura 2.24: Pérdidas totales medidas en los switches del módulo semipunte para  $v_{in} = 600 V$  y  $f_{sw} = 40 kHz$

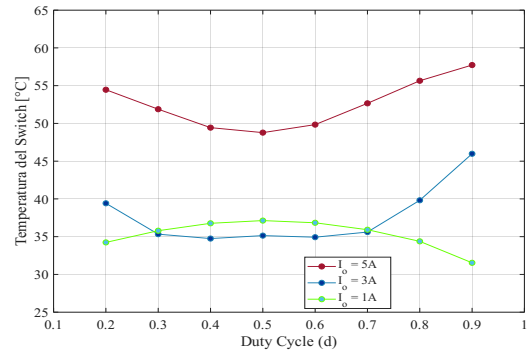


Figura 2.25: Temperatura estimada en el módulo semipunte para  $v_{in} = 600 V$  y  $f_{sw} = 40 kHz$

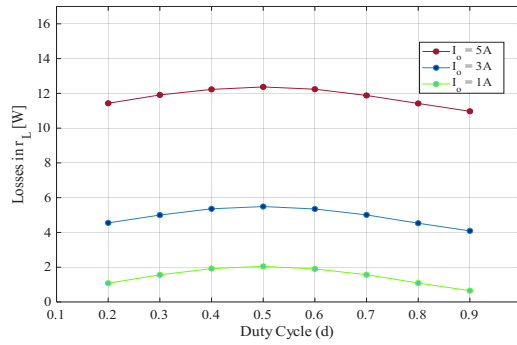


Figura 2.26: Pérdidas en la resistencia parásita del inductor para  $v_{in} = 600 V$  y  $f_{sw} = 40 kHz$ .

De manera ilustrativa, se muestran las formas de onda en el osciloscopio de plecs en las figuras 2.27 y 2.28

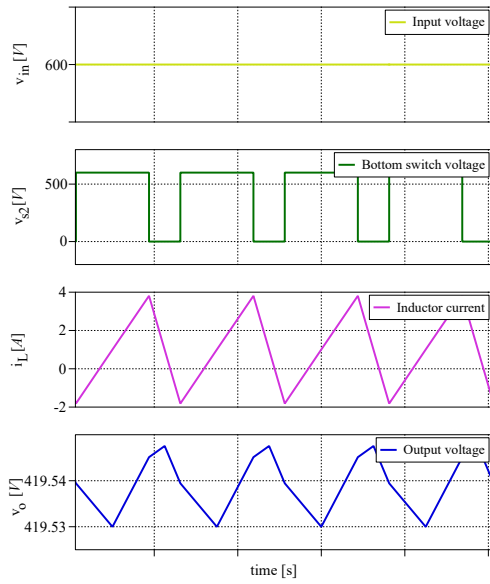


Figura 2.27: Mediciones en PLECS de  $v_{in}$ ,  $v_{s2}$ ,  $i_L$  y  $v_c$  para  $v_{in} = 600\text{ V}$ ,  $f_{sw} = 40\text{ kHz}$ ,  $d = 0,7$

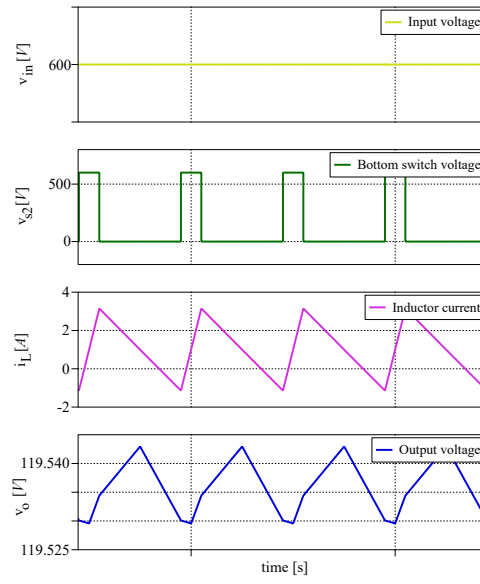


Figura 2.28: Mediciones en PLECS de  $v_{in}$ ,  $v_{s2}$ ,  $i_L$  y  $v_c$  para  $v_{in} = 600\text{ V}$ ,  $f_{sw} = 40\text{ kHz}$ ,  $d = 0,2$

# SET-UP EXPERIMENTAL, PRUEBAS Y ANÁLISIS COMPARATIVO

### 3.1. Set-Up experimental

Para la realización de pruebas experimentales del convertidor se consideró el módulo semipunto con tecnología SiC MOSFET presentado en la figura 3.1, el cual funcionará con sus respectivos semiconductores en conmutación complementaria.

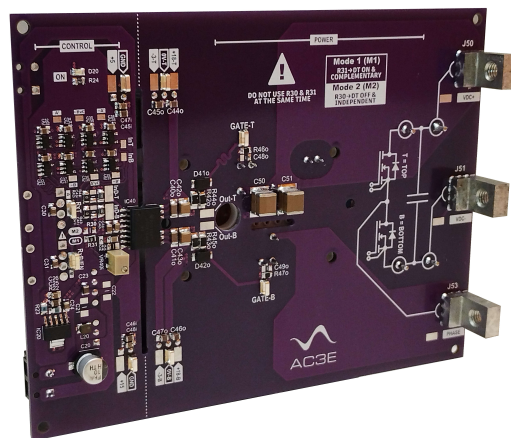


Figura 3.1: Vista superior del módulo semipunto desarrollado en el AC3E.

En cuanto al funcionamiento de la placa se presenta la figura 3.2.

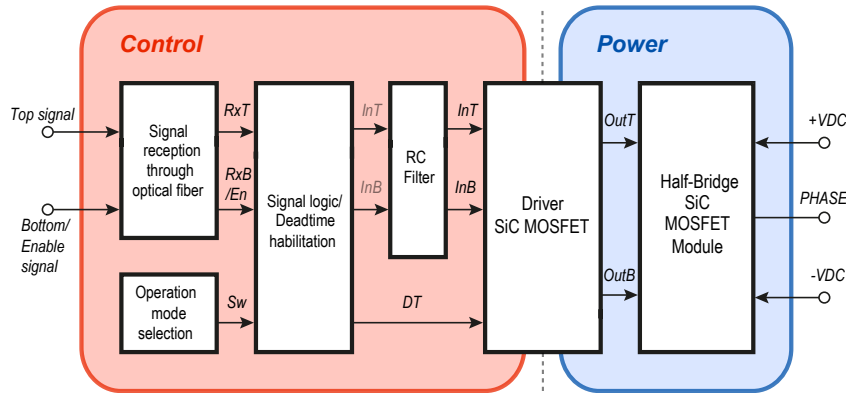


Figura 3.2: Estructura interna general de la PCB.

La etapa de control implementa dos receptores de fibra óptica HFBR-2521Z seguidos de un circuito lógico configurable que gestiona los modos de operación. Los drivers UCC21540ADWKR utilizan una configuración asimétrica con resistencias de  $10\ \Omega$  a  $18V$  para el encendido y  $3.37\ \Omega$  a  $-3V$  para el apagado, minimizando efectivamente las corrientes Miller. El diseño del layout asegura igualación de retardos e inductancias en todas las rutas hacia los MOSFETs.

Para la etapa de potencia el diseño de PCB incorpora polígonos simétricos para balancear inductancias parásitas y distribución térmica, cumpliendo con los espaciados IPC para los parámetros nominales (tabla 3.1). El sistema ofrece dos modos operativos: control independiente sin deadtime y conmutación complementaria con deadtime ajustable mediante resistencia externa. El aislamiento óptico de los HFBR-2521Z mantiene un skew inferior a  $5\ ns$ .

El Set-Up considerado para las pruebas se muestra en la figura 3.3, donde se aprecian los principales elementos del sistema. La fuente que funcionará como entrada de voltaje del convertidor será modelo "62050H-600S", del fabricante "Chroma". La fuente que funcionará como carga, exigiendo corriente será modelo "62060D-600", del mismo fabricante. Por último, la temperatura será medida con un multímetro industrial del fabricante "Flir", modelo "DM284" a través de termocupla y cámara infrarroja.

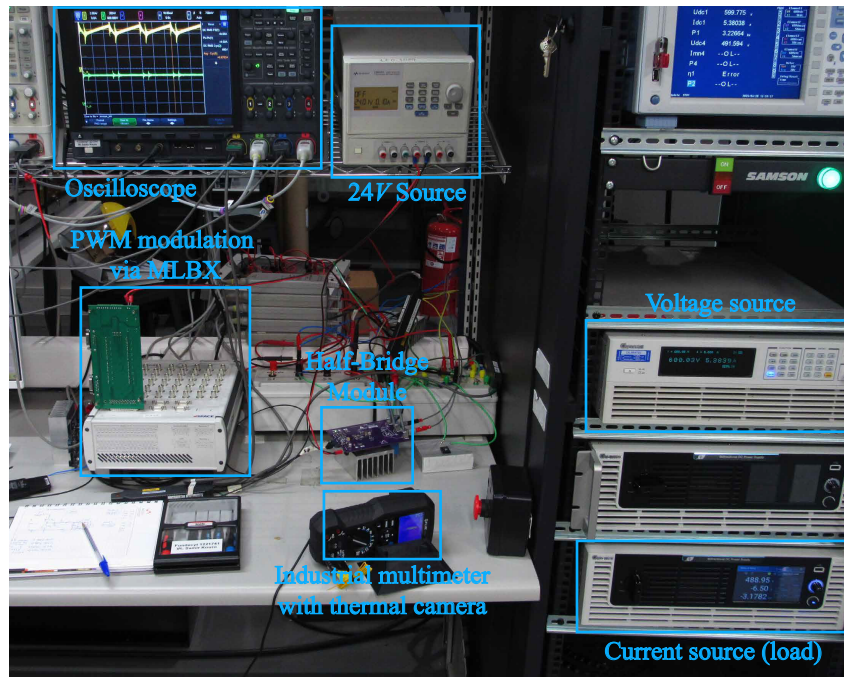


Figura 3.3: Set-Up considerado en el laboratorio.

A partir del software “*Control Desk*” provisto por *Dspace* se gatilla la conmutación de los semiconductores configurando en lazo abierto tanto ciclo de trabajo como frecuencia de conmutación, además de una señal habilitadora “Enable”. Los parámetros del sistema sujetos a variaciones serán los presentados en la tabla 3.1 a continuación:

Tabla 3.1: Condiciones, parámetros y rangos de operación

Variable	Valores
Ciclo de trabajo $d$ Module	{0,2 0,3 0,4 0,5 0,6 0,7 0,8 0,9}
Voltaje de entrada $v_{in}$	{400 600} V
Carga $i_o$	{1 2 3 4 5} A
Frecuencia de conmutación $f_{sw}$	{20 40} kHz
Módulo SiC MOSFET	FF33MR12W1M1HPB11
$V_{DSS}$ del módulo	1200V
$I_{DN}$ del módulo	25 A
Gate Driver	UCC21540ADWKR
Resistencia de encendido externa $R_{g\ on}$	10 $\Omega$
Resistencia de apagado externa $R_{g\ off}$	3.37 $\Omega$
Condensador snubber $C_{snub}$	8 $\mu\text{F}$
Deadtime $t_{dt}$	1 $\mu\text{s}$
Inductor del buck $L$	560 $\mu\text{H}$
Resistencia parásita del inductor (ESR) $r_L$	0.42 $\Omega$
Condensador del buck $C_o$	1100 $\mu\text{F}$
Resistencia parásita del condensador $r_C$	10 $\mu\Omega$

## 3.2. Pruebas experimentales del convertidor

### 3.2.1. Resultados experimentales con voltaje de entrada $v_{in} = 400V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 20kHz$

Los resultados obtenidos a partir del set-up descrito previamente para 400V de entrada y 20kHz de conmutación se despliegan en las tablas 3.2 y 3.3.

Tabla 3.2: Parámetros del convertidor y mediciones experimentales de potencia de entrada, salida y tensión de salida.

$d^*$	$i_o^*$ [A]	$i_{o,exp}$ [A]	$P_{in}$ [W]	$v_o$ [V]	$P_{out}$ [W]	$\eta$ [%]
0.2	1	1.16	78.70	71.32	77.13	98.01
0.2	2	2.18	147.04	69.46	145.14	98.71
0.2	3	3.16	200.01	63.12	196.02	98.01
0.2	4	4.15	264.07	62.79	259.68	98.34
0.2	5	5.14	328.10	62.49	322.28	98.23
0.3	1	1.18	123.46	111.53	121.02	98.02
0.3	2	2.18	234.30	110.77	231.58	98.84
0.3	3	3.16	341.27	108.99	338.41	99.16
0.3	4	4.15	427.80	102.62	423.14	98.91
0.3	5	5.15	531.30	102.19	524.97	98.81
0.4	1	1.18	166.88	151.99	163.89	98.21
0.4	2	2.19	317.69	150.82	314.67	99.05
0.4	3	3.18	467.51	149.94	463.84	99.21
0.4	4	4.16	598.72	144.82	595.05	99.39
0.4	5	5.16	733.98	141.99	726.73	99.01
0.5	1	1.19	208.31	191.31	204.76	98.30
0.5	2	2.17	398.97	190.67	395.97	99.25
0.5	3	3.16	589.14	189.88	584.51	99.21
0.5	4	4.16	772.95	187.93	767.38	99.28
0.5	5	5.13	935.02	181.74	927.13	99.16
0.6	1	1.18	247.89	231.18	244.31	98.56
0.6	2	2.17	479.00	230.55	475.25	99.22
0.6	3	3.16	708.98	229.73	704.34	99.35
0.6	4	4.14	932.10	227.55	926.38	99.39
0.6	5	5.11	1134.93	221.58	1127.25	99.32
0.7	1	1.16	286.00	271.21	282.51	98.78
0.7	2	2.15	557.08	270.50	552.98	99.26
0.7	3	3.15	826.09	269.41	822.32	99.54
0.7	4	4.12	1069.53	262.20	1063.42	99.43
0.7	5	5.08	1332.53	261.57	1325.09	99.44
0.8	1	1.13	322.30	311.29	319.26	99.06
0.8	2	2.13	632.81	310.33	629.43	99.47
0.8	3	3.14	929.87	305.19	925.91	99.57
0.8	4	4.10	1226.75	302.26	1219.87	99.44
0.8	5	5.13	1538.00	302.021	1529.87	99.47
0.9	1	1.15	356.99	352.21	354.96	99.43
0.9	2	2.14	696.77	343.82	693.47	99.53
0.9	3	3.16	1041.45	343.05	1036.39	99.51
0.9	4	4.15	1415.63	342.78	1409.49	99.57
0.9	5	5.22	1786.20	342.40	1777.40	99.51

Tabla 3.3: Parámetros del convertidor y mediciones experimentales de variables eléctricas y temperatura del módulo.

$d^*$	$i_o^*$ [A]	% $i_o$ error	$\Delta i_L$ [A]	$v_o/v_{in}^*$	% $v_o$ error	$T_{Switch}$ [°C]
0.2	1	16.00	6.1	0.18	10.85	39.6
0.2	2	9.00	6.1	0.17	13.18	39.5
0.2	3	5.33	6.0	0.16	21.10	39.6
0.2	4	3.75	6.0	0.16	21.51	39.7
0.2	5	2.80	6.0	0.16	21.89	39.7
0.3	1	18.00	8.0	0.28	7.06	39.9
0.3	2	9.00	8.0	0.28	7.69	39.9
0.3	3	5.33	8.2	0.27	9.18	40.1
0.3	4	3.75	8.2	0.26	14.48	40.2
0.3	5	3.00	8.5	0.26	14.84	39.7
0.4	1	18.00	9.5	0.38	5.01	40.2
0.4	2	9.50	9.8	0.38	5.74	40.3
0.4	3	6.00	10.0	0.37	6.29	39.8
0.4	4	4.00	10.0	0.36	9.49	40.1
0.4	5	3.20	10.0	0.35	11.26	39.4
0.5	1	19.00	10.4	0.48	4.35	39.8
0.5	2	8.50	10.1	0.48	4.67	40.7
0.5	3	5.33	10.1	0.47	5.06	40.5
0.5	4	4.00	10.0	0.47	6.04	40.4
0.5	5	2.60	10.5	0.45	9.13	40.1
0.6	1	18.00	10.4	0.58	3.68	39.4
0.6	2	8.50	10.0	0.58	3.94	39.2
0.6	3	5.33	10.0	0.57	4.28	38.8
0.6	4	3.50	10.0	0.57	5.19	38.8
0.6	5	2.20	10.0	0.55	7.67	38.9
0.7	1	16.00	9.0	0.68	3.14	40.2
0.7	2	7.50	9.5	0.68	3.39	39.9
0.7	3	5.00	9.1	0.67	3.78	39.8
0.7	4	3.00	9.5	0.66	6.36	39.8
0.7	5	1.60	10.0	0.65	6.58	39.9
0.8	1	13.00	7.3	0.78	2.72	40.7
0.8	2	6.50	8.0	0.78	3.02	40.8
0.8	3	4.67	8.3	0.76	4.63	41.4
0.8	4	2.50	7.5	0.76	5.54	41.6
0.8	5	2.60	7.0	0.76	5.62	41.3
0.9	1	15.00	5.5	0.88	2.16	41.2
0.9	2	7.00	5.1	0.86	4.49	41.5
0.9	3	5.33	5.0	0.86	4.71	42.7
0.9	4	3.75	4.2	0.86	4.78	43.4
0.9	5	2.60	4.0	0.86	4.89	43.6

Desde las tablas previamente presentadas se extrae que, tal como lo esperado, la eficiencia aumentará según la carga aumente, de manera sobreproporcional. Asimismo, el ciclo de

trabajo también tiene directa relación con la eficiencia, pues a mayor potencia exigida la eficiencia aumenta también. Lo anterior se aprecia visualmente en la figura 3.4.

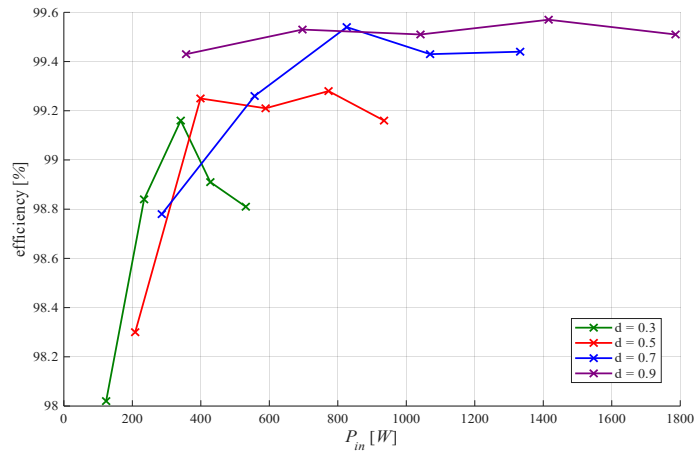


Figura 3.4: Curvas de eficiencia versus potencia de entrada.

De igual manera se analiza la variación de la corriente peak-to-peak del inductor,  $\Delta i_L$ , la cual desciende en los extremos del rango de ciclo de trabajo, teniendo su máximo en  $d = 0,5$ . Es interesante notar que las curvas de corriente peak-to-peak del inductor se asemeja a las curvas de pérdidas en el mismo (figura 2.8), exhibiendo la directa relación que tiene la resistencia parásita que modela dichas pérdidas y el ripple de corriente. Se dispone de la figura 3.5, donde se aprecia que existen ligeras variaciones en cada punto de ciclo de trabajo según la carga, teniendo un máximo de variación en  $d = 0,7$  del 10 %.

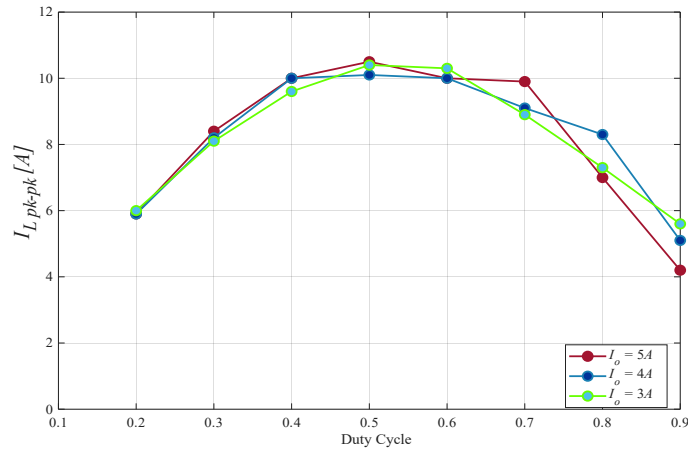


Figura 3.5: Curvas de  $\Delta i_L$  versus ciclo de trabajo.

Desde la tabla 3.3 se aprecia un error entre el ciclo de trabajo y la relación  $v_o/v_{in}$ , donde

se pierde 0.05 p.u. Lo anterior ocurre por el hecho de tener semiconductores y un inductor no ideal, provocando caídas de tensión en las resistencias parásitas de cada elemento.

Con respecto a la temperatura, las curvas medidas para tres corrientes de carga características y todo el rango de ciclo de trabajo se dispone en la figura 3.6. Se aprecia que las mediciones no siguen un patrón uniforme, pero mostrando tendencia globalmente a subir con el ciclo de trabajo, exhibiendo el máximo para cada carga en  $d = 0.9$ , existiendo el máximo global en 5 A con un valor de  $43,6\text{ }^{\circ}\text{C}$ , mostrando las temperaturas más bajas de los cuatro casos.

La no uniformidad de las mediciones se debe a la inercia térmica y los transientes térmicos, los cuales son del orden de los segundos e incluso minutos. Además, el hecho de medir únicamente la carcasa del semiconductor ignora los demás factores que influyen en la temperatura, como la interacción de la pasta térmica, pegamento, disipador y el medio ambiente. El hecho de medir con termocupla implica que el contacto y el punto (con diferencia de milímetros) serán sensibles a cambios ligeros. Un último factor determinante es la falta de control sobre la temperatura ambiental, la cual varía continuamente durante el transcurso de un día, además de estar sujeto a variaciones por corrientes de aire, radiación y ventiladores.

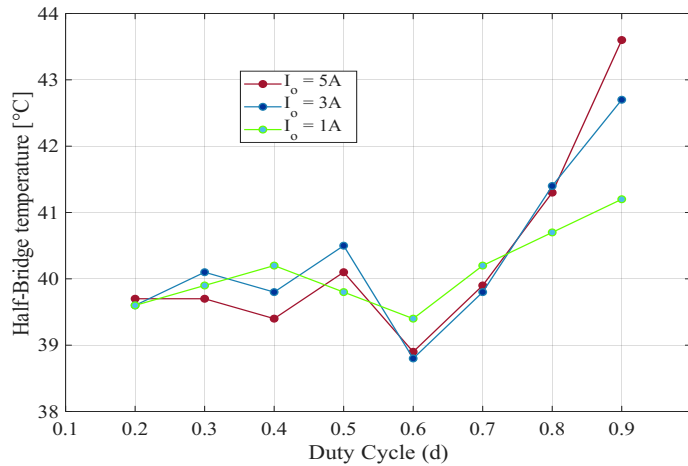


Figura 3.6: Mediciones de temperatura para  $v_{in} = 400\text{ V}$  y  $f_{sw} = 20\text{ kHz}$ .

A modo ilustrativo, se muestran figuras tomadas desde el osciloscopio en las figuras 3.7, 3.8, 3.9 y 3.10.

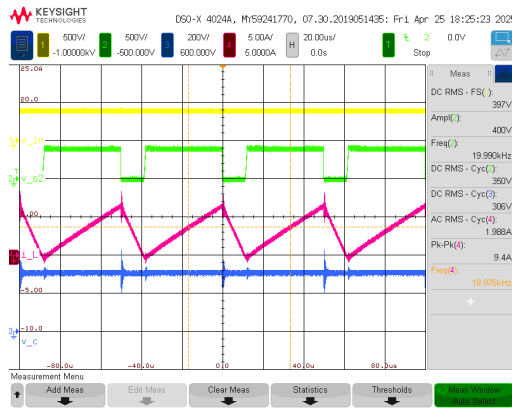


Figura 3.7: Mediciones experimentales de  $v_{in}$ ,  $v_{s2}$ ,  $i_L$  y  $v_c$  para  $v_{in} = 400V$ ,  $f_{sw} = 20kHz$ ,  $d = 0,8$

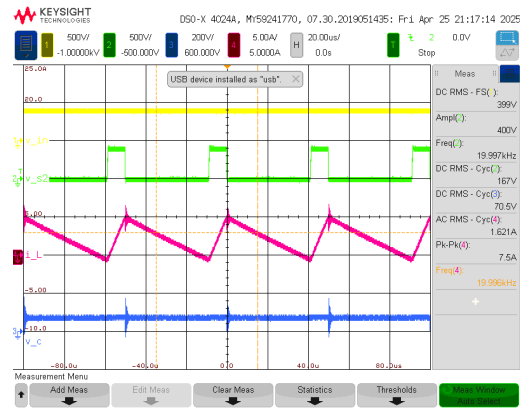


Figura 3.8: Mediciones experimentales de  $v_{in}$ ,  $v_{s2}$ ,  $i_L$  y  $v_c$  para  $v_{in} = 400V$ ,  $f_{sw} = 20kHz$ ,  $d = 0,2$

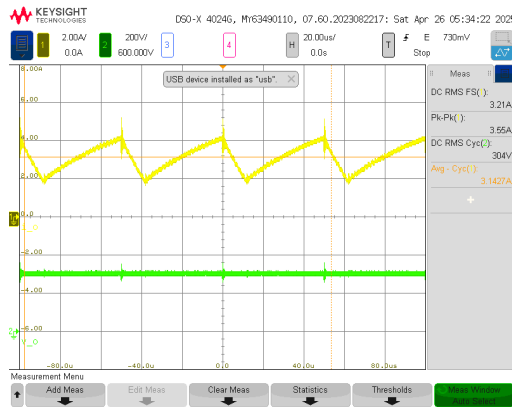


Figura 3.9: Mediciones experimentales de  $i_o$  y  $v_o$  para  $v_{in} = 400V$ ,  $f_{sw} = 20kHz$ ,  $d = 0,8$

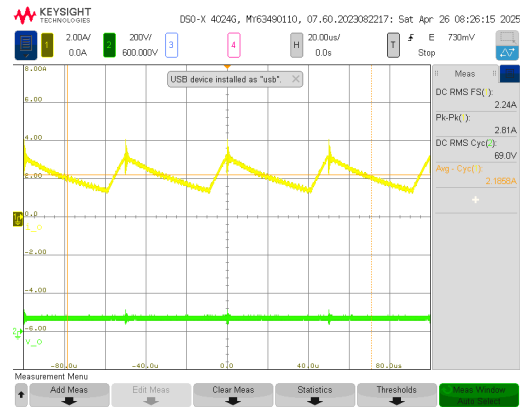


Figura 3.10: Mediciones experimentales de  $i_o$  y  $v_o$  para  $v_{in} = 400V$ ,  $f_{sw} = 20kHz$ ,  $d = 0,2$

### 3.2.2. Resultados experimentales con voltaje de entrada $v_{in} = 400V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 40kHz$

Los resultados obtenidos a partir del set-up descrito previamente para 400V de entrada y 40kHz de conmutación se despliegan en las tablas 3.4 y 3.5.

Tabla 3.4: Parámetros del convertidor y mediciones experimentales de potencia de entrada, salida y tensión de salida.

$d^*$	$i_o^*$ [A]	$i_{o,exp}$ [A]	$P_{in}$ [W]	$v_o$ [V]	$P_{out}$ [W]	$\eta$ [%]
0.2	1	1.23	63.16	58.42	58.68	92.91
0.2	2	2.20	121.69	57.11	114.70	94.26
0.2	3	3.24	179.25	56.61	170.48	95.11
0.2	4	4.24	236.55	56.22	225.45	95.31
0.2	5	5.23	294.09	55.86	280.06	95.23
0.3	1	1.16	104.90	101.41	99.70	95.04
0.3	2	2.16	203.48	96.93	194.57	95.62
0.3	3	3.18	300.99	96.52	290.45	96.50
0.3	4	4.15	398.26	96.11	385.20	96.72
0.3	5	5.17	495.78	95.74	479.85	96.79
0.4	1	1.16	150.18	142.57	143.13	95.31
0.4	2	2.15	285.00	137.17	275.27	96.59
0.4	3	3.15	422.84	136.44	410.41	97.06
0.4	4	4.15	560.36	136.06	545.59	97.36
0.4	5	5.16	697.25	135.89	680.32	97.57
0.5	1	1.19	190.60	183.40	183.60	96.33
0.5	2	2.18	365.80	178.20	357.30	97.68
0.5	3	3.16	542.90	176.51	530.90	97.79
0.5	4	4.16	719.90	176.04	704.80	97.90
0.5	5	5.14	897.20	175.77	879.80	98.06
0.6	1	1.26	230.80	223.05	223.80	96.97
0.6	2	2.26	435.60	212.43	432.53	99.30
0.6	3	3.25	637.53	207.27	630.29	98.86
0.6	4	4.22	845.48	206.99	837.13	99.01
0.6	5	5.26	1053.82	206.58	1043.79	99.05
0.7	1	1.24	270.77	262.52	268.38	99.12
0.7	2	2.22	509.08	248.78	504.40	99.08
0.7	3	3.21	758.37	247.74	751.37	99.08
0.7	4	4.17	1006.66	247.32	998.22	99.16
0.7	5	5.20	1255.45	246.94	1245.41	99.20
0.8	1	1.21	307.58	301.12	305.87	99.44
0.8	2	2.21	589.09	288.60	583.23	99.01
0.8	3	3.17	878.54	288.08	871.09	99.15
0.8	4	4.19	1166.83	287.68	1157.76	99.22
0.8	5	5.15	1455.78	287.32	1445.36	99.28
0.9	1	1.19	336.47	330.83	334.18	99.32
0.9	2	2.20	666.49	328.74	661.13	99.20
0.9	3	3.18	996.05	328.11	988.97	99.29
0.9	4	4.10	1324.41	327.66	1315.67	99.34
0.9	5	5.18	1653.16	327.25	1642.42	99.35

Tabla 3.5: Parámetros del convertidor y mediciones experimentales de variables eléctricas y temperatura del módulo.

$d^*$	$i_o^*$ [A]	% $i_o$ error	$\Delta i_L$ [A]	$v_o/v_{in}^*$	% $v_o$ error	$T_{Switch}$ [°C]
0.2	1	23.00	3.2	0.15	26.98	43.9
0.2	2	10.00	3.1	0.14	28.61	43.8
0.2	3	8.00	3.1	0.14	29.24	43.1
0.2	4	6.00	3.1	0.14	29.73	42.8
0.2	5	4.60	3.2	0.14	30.18	42.6
0.3	1	16.00	4.2	0.25	15.49	42.6
0.3	2	8.00	4.2	0.24	19.23	42.4
0.3	3	6.00	4.3	0.24	19.57	42.7
0.3	4	3.75	4.3	0.24	19.91	42.6
0.3	5	3.40	4.3	0.24	20.22	42.2
0.4	1	16.00	5.2	0.36	10.89	41.8
0.4	2	7.50	5.2	0.34	14.27	41.6
0.4	3	5.00	5.3	0.34	14.73	41.5
0.4	4	3.75	5.3	0.34	14.96	41.3
0.4	5	3.20	5.3	0.34	15.07	40.8
0.5	1	19.00	5.6	0.46	8.30	41.5
0.5	2	9.00	5.5	0.45	10.90	41.6
0.5	3	5.33	5.5	0.44	11.75	41.4
0.5	4	4.00	5.8	0.44	11.98	40.8
0.5	5	2.80	5.8	0.44	12.12	40.7
0.6	1	26.00	5.2	0.56	7.06	41.6
0.6	2	13.00	5.3	0.53	11.49	42.4
0.6	3	8.33	5.3	0.52	13.64	43.5
0.6	4	5.50	5.3	0.52	13.75	42.8
0.6	5	5.20	5.5	0.52	13.93	42.5
0.7	1	24.00	5.0	0.66	6.24	42.2
0.7	2	11.00	5.1	0.62	11.15	42.3
0.7	3	7.00	5.1	0.62	11.52	41.9
0.7	4	4.25	5.1	0.62	11.67	41.5
0.7	5	4.00	5.2	0.62	11.81	42.3
0.8	1	21.00	4.4	0.75	5.90	42.2
0.8	2	10.50	4.5	0.72	9.81	42.1
0.8	3	5.67	4.5	0.72	9.98	42.4
0.8	4	4.75	4.5	0.72	10.10	42.5
0.8	5	3.00	4.6	0.72	10.21	43.1
0.9	1	19.00	3.6	0.83	8.10	43.7
0.9	2	10.00	3.8	0.82	8.68	44.2
0.9	3	6.00	4.0	0.82	8.86	44.3
0.9	4	2.50	4.0	0.82	8.98	44.5
0.9	5	3.60	4.0	0.82	9.10	44.7

El comportamiento de la eficiencia respecto a la potencia exigida, para cada ciclo de trabajo se aprecia visualmente en la figura 3.11.

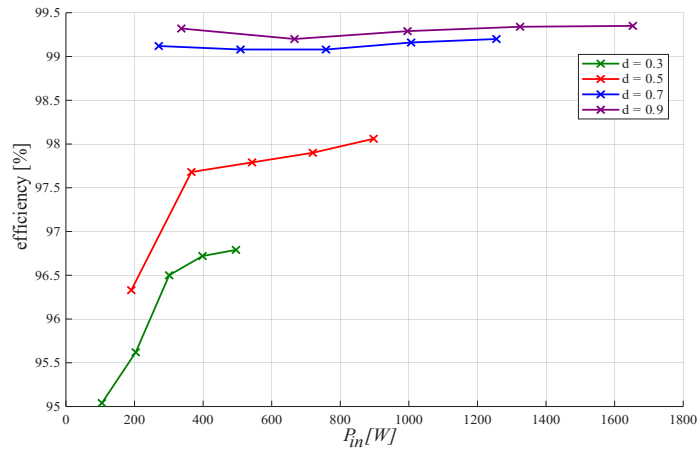


Figura 3.11: Curvas de eficiencia versus potencia de entrada.

De igual manera se analiza la variación de la corriente peak-to-peak del inductor,  $\Delta i_L$ , la cual desciende en los extremos del rango de ciclo de trabajo, teniendo su máximo en  $d = 0,5$ . Se dispone de la figura 3.12, donde se aprecia que existen ligeras variaciones en cada punto de ciclo de trabajo según la carga, teniendo un máximo igualmente de variación en  $d = 0,5$  del 4 %.

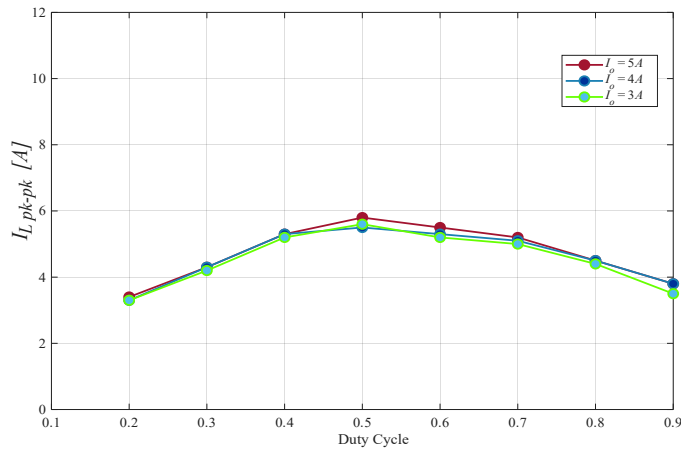


Figura 3.12: Curvas de  $\Delta i_L$  versus ciclo de trabajo.

Desde la tabla 3.5 se aprecia un error entre el ciclo de trabajo y la relación  $v_o/v_{in}$ , donde se pierde 0.08 p.u. de relación. Lo anterior ocurre por el hecho de tener semiconductores y un inductor no ideal, provocando caídas de tensión en las resistencias parásitas de cada elemento.

Con respecto a la temperatura, las curvas medidas para tres corrientes de carga

características y todo el rango de ciclo de trabajo se dispone en la figura 3.13. Se aprecia que, al igual que el caso anterior, las mediciones no siguen un patrón uniforme, pero mostrando tendencia globalmente a subir con el ciclo de trabajo, donde la curva de  $i_o = 5 A$  es la más similar al caso simulado. El máximo global en  $5 A$  con un valor de  $44,7^\circ C$ , mostrando un aumento con respecto al inciso anterior, pues el aumento de frecuencia aumentará las pérdidas por conmutación y provocará que el semiconductor disipe más potencia.

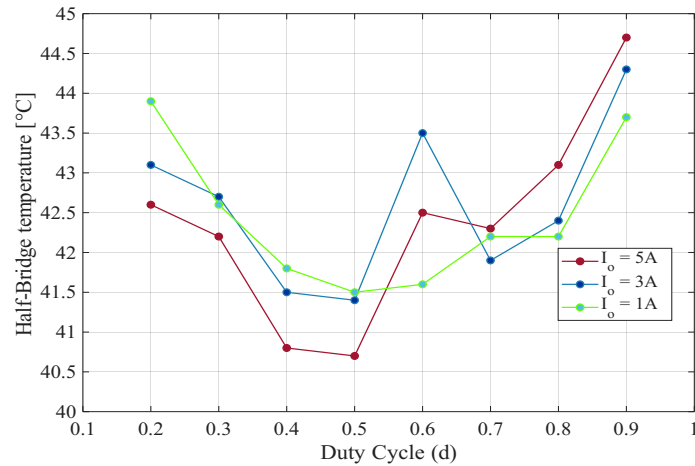


Figura 3.13: Mediciones de temperatura para  $v_{in} = 400 V$  y  $f_{sw} = 40 kHz$ .

A modo ilustrativo, se muestran figuras tomadas desde el osciloscopio en las figuras 3.14, 3.15, 3.16 y 3.17.

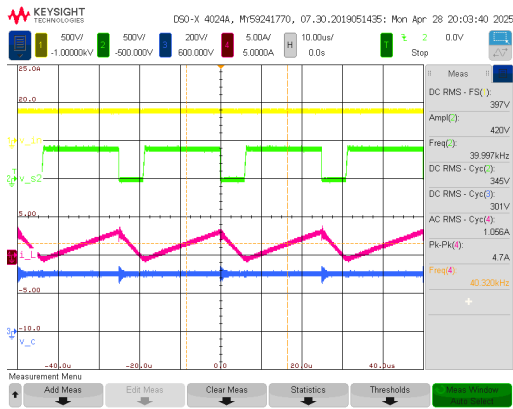


Figura 3.14: Mediciones experimentales de  $v_{in}$ ,  $v_{s2}$ ,  $i_L$  y  $v_c$  para  $v_{in} = 400\text{ V}$ ,  $f_{sw} = 40\text{ kHz}$ ,  $d = 0,7$

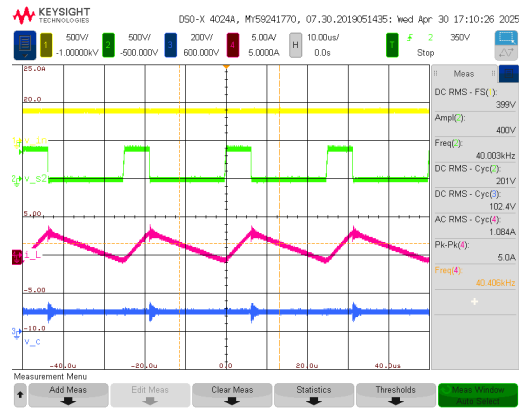


Figura 3.15: Mediciones experimentales de  $v_{in}$ ,  $v_{s2}$ ,  $i_L$  y  $v_c$  para  $v_{in} = 400\text{ V}$ ,  $f_{sw} = 40\text{ kHz}$ ,  $d = 0,3$

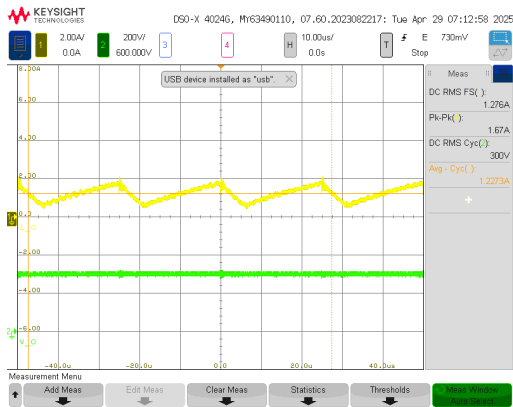


Figura 3.16: Mediciones experimentales de  $i_o$  y  $v_o$  para  $v_{in} = 400\text{ V}$ ,  $f_{sw} = 40\text{ kHz}$ ,  $d = 0,7$

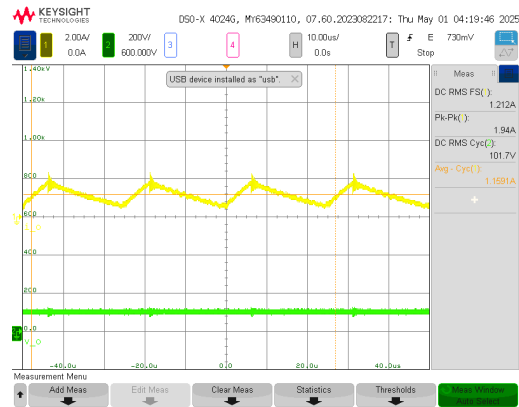


Figura 3.17: Mediciones experimentales de  $i_o$  y  $v_o$  para  $v_{in} = 400\text{ V}$ ,  $f_{sw} = 40\text{ kHz}$ ,  $d = 0,3$

### 3.2.3. Resultados experimentales con voltaje de entrada $v_{in} = 600\text{ V}$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 20\text{ kHz}$

Los resultados obtenidos a partir del set-up descrito previamente para  $600\text{ V}$  de entrada y  $20\text{ kHz}$  de conmutación se despliegan en las tablas 3.6 y 3.7.

Tabla 3.6: Parámetros del convertidor y mediciones experimentales de potencia de entrada, salida y tensión de salida.

$d^*$	$i_o^*$ [A]	$i_{o,exp}$ [A]	$P_{in}$ [W]	$v_o$ [V]	$P_{out}$ [W]	$\eta$ [%]
0.2	1.00	1.16	120.26	107.49	108.33	90.08
0.2	2.00	2.15	226.29	106.38	213.65	94.41
0.2	3.00	3.14	326.12	103.59	311.52	95.52
0.2	4.00	4.13	426.33	101.71	407.54	95.59
0.2	5.00	5.12	529.70	101.32	507.77	95.86
0.3	1.00	1.17	189.06	167.72	169.36	89.58
0.3	2.00	2.16	355.90	167.00	335.47	94.26
0.3	3.00	3.15	521.74	166.06	499.35	95.71
0.3	4.00	4.13	681.86	164.15	657.48	96.42
0.3	5.00	5.14	836.68	161.02	806.53	96.40
0.4	1.00	1.17	255.59	227.57	229.64	89.85
0.4	2.00	2.18	482.28	226.97	455.62	94.47
0.4	3.00	3.17	709.68	226.30	680.82	95.93
0.4	4.00	4.14	933.93	225.19	902.49	96.63
0.4	5.00	5.14	1151.37	223.13	1117.97	97.10
0.5	1.00	1.16	318.23	287.31	289.73	91.04
0.5	2.00	2.17	605.03	286.70	575.57	95.13
0.5	3.00	3.19	891.01	286.02	860.46	96.57
0.5	4.00	4.13	1176.82	285.27	1142.94	97.12
0.5	5.00	5.12	1458.55	283.95	1422.11	97.50
0.6	1.00	1.15	377.87	347.18	350.21	92.68
0.6	2.00	2.18	724.46	346.49	695.69	96.03
0.6	3.00	3.18	1070.68	345.78	1039.49	97.09
0.6	4.00	4.13	1414.53	344.94	1381.18	97.64
0.6	5.00	5.12	1757.80	343.47	1719.65	97.83
0.7	1.00	1.22	438.62	407.30	410.58	93.61
0.7	2.00	2.17	845.31	406.68	816.20	96.56
0.7	3.00	3.20	1251.63	405.98	1220.80	97.54
0.7	4.00	4.19	1656.31	405.13	1622.58	97.96
0.7	5.00	5.19	2056.93	403.63	2020.81	98.24
0.8	1.00	1.23	490.46	467.51	470.70	95.97
0.8	2.00	2.18	957.38	466.78	936.87	97.86
0.8	3.00	3.21	1423.59	465.82	1401.11	98.42
0.8	4.00	4.20	1882.38	463.70	1857.31	98.67
0.8	5.00	5.11	2337.35	460.86	2306.59	98.68
0.9	1.00	1.19	538.74	527.08	528.99	98.19
0.9	2.00	2.19	1063.43	525.22	1052.48	98.97
0.9	3.00	3.17	1583.34	521.98	1568.41	99.06
0.9	4.00	4.12	2105.85	521.48	2087.37	99.12
0.9	5.00	5.24	2628.29	521.10	2606.85	99.18

Tabla 3.7: Parámetros del convertidor y mediciones experimentales de variables eléctricas y temperatura del módulo.

$d^*$	$i_o^*$ [A]	% $i_o$ error	$\Delta i_L$ [A]	$v_o/v_{in}^*$	% $v_o$ error	$T_{Switch}$ [°C]
0.2	1.00	16.00	8.00	0.18	10.43	43.40
0.2	2.00	7.50	8.00	0.18	11.35	43.60
0.2	3.00	4.67	8.10	0.17	13.68	43.30
0.2	4.00	3.25	8.20	0.17	15.24	42.90
0.2	5.00	2.40	8.40	0.17	15.57	43.20
0.3	1.00	17.00	11.80	0.28	6.82	42.80
0.3	2.00	8.00	11.80	0.28	7.22	43.10
0.3	3.00	5.00	12.00	0.28	7.74	42.90
0.3	4.00	3.25	12.60	0.27	8.81	42.60
0.3	5.00	2.80	12.70	0.27	10.54	42.80
0.4	1.00	17.00	13.30	0.38	5.18	42.70
0.4	2.00	9.00	13.60	0.38	5.43	42.60
0.4	3.00	5.67	13.60	0.38	5.71	42.50
0.4	4.00	3.50	13.80	0.38	6.17	42.50
0.4	5.00	2.80	14.00	0.37	7.03	42.60
0.5	1.00	16.00	14.00	0.48	4.23	42.40
0.5	2.00	8.50	14.00	0.48	4.43	42.20
0.5	3.00	6.33	14.00	0.48	4.66	42.30
0.5	4.00	3.25	14.00	0.48	4.91	42.30
0.5	5.00	2.40	14.30	0.47	5.35	42.40
0.6	1.00	15.00	13.50	0.58	3.56	42.20
0.6	2.00	9.00	13.70	0.58	3.75	42.60
0.6	3.00	6.00	13.90	0.58	3.95	42.80
0.6	4.00	3.25	14.00	0.57	4.18	43.10
0.6	5.00	2.40	14.00	0.57	4.59	43.20
0.7	1.00	22.00	13.10	0.68	3.02	41.80
0.7	2.00	8.50	13.60	0.68	3.17	42.10
0.7	3.00	6.67	13.40	0.68	3.34	42.70
0.7	4.00	4.75	13.60	0.68	3.54	43.10
0.7	5.00	3.80	13.30	0.67	3.90	43.20
0.8	1.00	23.00	11.00	0.78	2.60	43.40
0.8	2.00	9.00	11.00	0.78	2.75	43.10
0.8	3.00	7.00	11.00	0.78	2.95	43.30
0.8	4.00	5.00	11.10	0.77	3.40	43.40
0.8	5.00	2.20	11.20	0.77	3.99	43.60
0.9	1.00	19.00	7.40	0.83	2.39	44.30
0.9	2.00	9.50	7.40	0.82	2.74	44.60
0.9	3.00	5.67	7.60	0.82	3.34	44.70
0.9	4.00	3.00	7.60	0.82	3.43	44.80
0.9	5.00	4.80	7.60	0.82	3.50	44.80

El comportamiento de la eficiencia respecto a la potencia exigida, para cada ciclo de trabajo se aprecia visualmente en la figura 3.18.

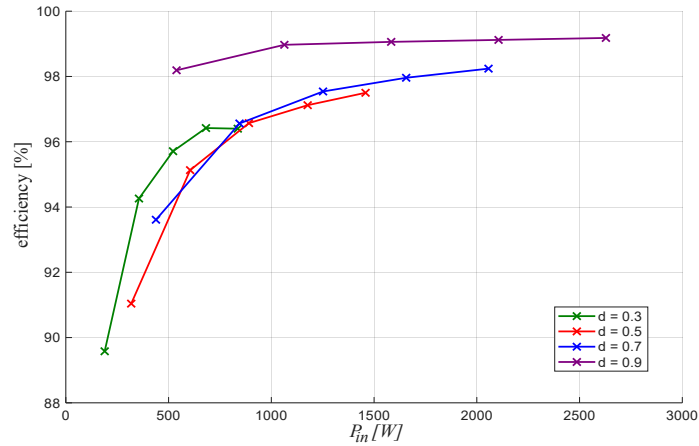


Figura 3.18: Curvas de eficiencia versus potencia de entrada.

De igual manera se analiza la variación de la corriente peak-to-peak del inductor,  $\Delta i_L$ , la cual descende en los extremos del rango de ciclo de trabajo, teniendo su máximo en  $d = 0,5$ . Se dispone de la figura 3.19, donde se aprecia que existen ligeras variaciones en cada punto de ciclo de trabajo según la carga, teniendo un máximo de variación en  $d = 0,3$  del 9%.

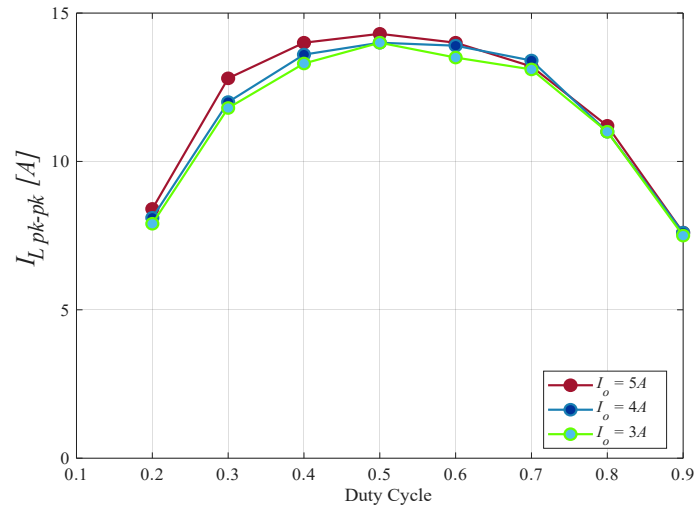


Figura 3.19: Curvas de  $\Delta i_L$  versus ciclo de trabajo.

Desde la tabla 3.7 se aprecia un error entre el ciclo de trabajo y la relación  $v_o/v_{in}$ , donde se pierde 0.03 p.u. Lo anterior ocurre por el hecho de tener semiconductores y un inductor no ideal, provocando caídas de tensión en las resistencias parásitas de cada elemento.

Con respecto a la temperatura, las curvas medidas para tres corrientes de carga

características y todo el rango de ciclo de trabajo se dispone en la figura 3.20. Se aprecia que el aumento de voltaje de entrada a  $600\text{ V}$  incrementa las tensiones que los semiconductores bloquean, aumentando la temperatura en todo el rango de ciclo de trabajo y para cada carga, donde también se exhiben comportamientos no uniformes, pero que tienden globalmente al alza. El máximo global se ubica en  $5\text{ A}$  (y muy cercano a la curva de  $3\text{ A}$ ) con un valor de  $44,8^\circ\text{C}$ .

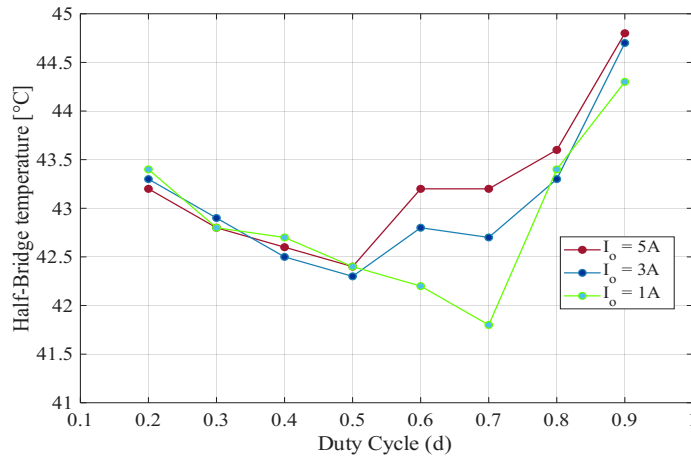


Figura 3.20: Mediciones de temperatura para  $v_{in} = 600\text{ V}$  y  $f_{sw} = 20\text{ kHz}$ .

A modo ilustrativo, se muestran figuras tomadas desde el osciloscopio en las figuras 3.21, 3.22, 3.23 y 3.24.

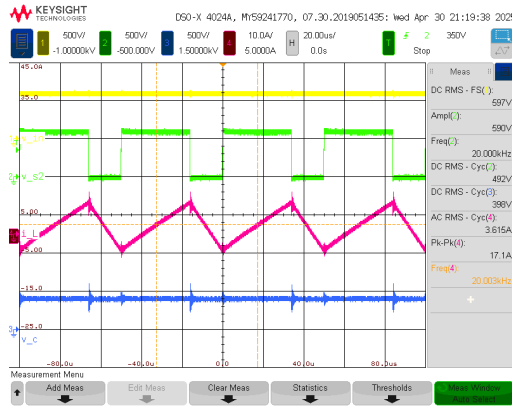


Figura 3.21: Mediciones experimentales de  $v_{in}$ ,  $v_{s2}$ ,  $i_L$  y  $v_c$  para  $v_{in} = 600V$ ,  $f_{sw} = 20kHz$ ,  $d = 0,7$

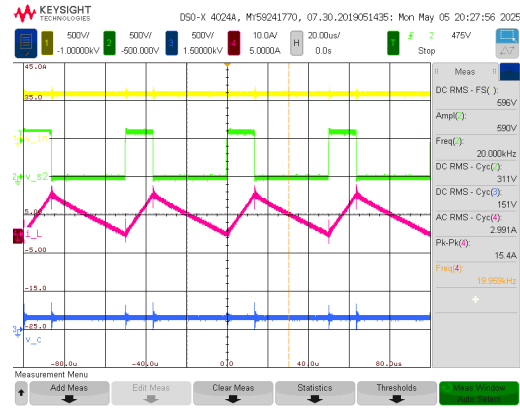


Figura 3.22: Mediciones experimentales de  $v_{in}$ ,  $v_{s2}$ ,  $i_L$  y  $v_c$  para  $v_{in} = 600V$ ,  $f_{sw} = 20kHz$ ,  $d = 0,3$

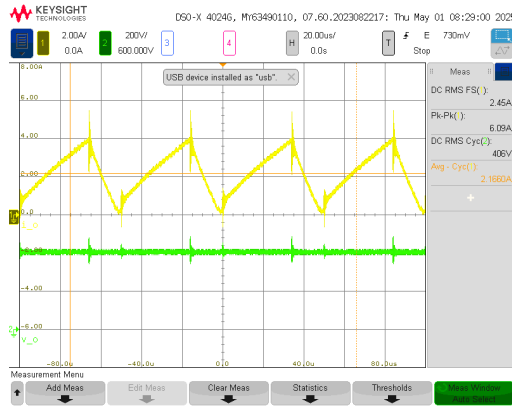


Figura 3.23: Mediciones experimentales de  $i_o$  y  $v_o$  para  $v_{in} = 600V$ ,  $f_{sw} = 20kHz$ ,  $d = 0,7$

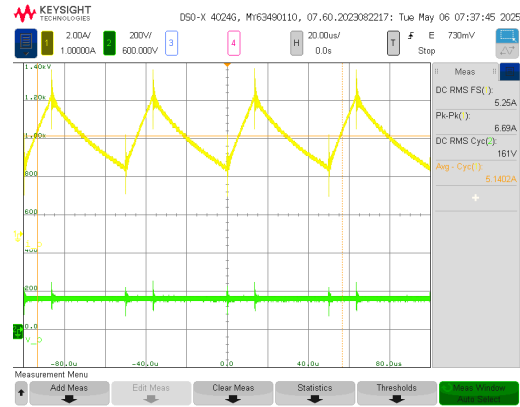


Figura 3.24: Mediciones experimentales de  $i_o$  y  $v_o$  para  $v_{in} = 600V$ ,  $f_{sw} = 20kHz$ ,  $d = 0,3$

### 3.2.4. Resultados experimentales con voltaje de entrada $v_{in} = 600V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 40kHz$

Los resultados obtenidos a partir del set-up descrito previamente para  $600V$  de entrada y  $40kHz$  de conmutación se despliegan en las tablas 3.8 y 3.9.

Tabla 3.8: Parámetros del convertidor y mediciones experimentales de potencia de entrada, salida y tensión de salida.

$d^*$	$i_o^*$ [A]	$i_{o,exp}$ [A]	$P_{in}$ [W]	$v_o$ [V]	$P_{out}$ [W]	$\eta$ [%]
0.2	1.00	1.23	120.83	115.90	114.08	94.41
0.2	2.00	2.21	233.94	109.89	220.62	94.31
0.2	3.00	3.19	344.40	109.25	328.80	95.47
0.2	4.00	4.20	454.46	108.70	435.76	95.89
0.2	5.00	5.17	564.49	108.29	542.90	96.18
0.3	1.00	1.29	189.45	178.11	178.83	94.39
0.3	2.00	2.26	358.62	172.52	346.00	96.48
0.3	3.00	3.23	527.73	169.06	508.67	96.39
0.3	4.00	4.19	697.48	168.59	675.54	96.85
0.3	5.00	5.19	867.65	168.19	842.45	97.10
0.4	1.00	1.33	253.44	238.73	239.73	94.59
0.4	2.00	2.26	485.59	234.86	470.57	96.91
0.4	3.00	3.23	710.59	228.94	688.19	96.85
0.4	4.00	4.23	940.33	228.48	914.93	97.30
0.4	5.00	5.19	1170.89	228.02	1141.83	97.52
0.5	1.00	1.33	314.61	298.71	300.03	95.37
0.5	2.00	2.27	608.24	295.54	592.27	97.37
0.5	3.00	3.25	890.86	289.09	869.05	97.55
0.5	4.00	4.21	1180.27	288.20	1154.03	97.78
0.5	5.00	5.22	1470.23	287.81	1440.92	98.01
0.6	1.00	1.41	351.16	335.20	336.65	95.87
0.6	2.00	2.36	681.36	331.86	665.15	97.62
0.6	3.00	3.34	1000.93	325.47	978.26	97.74
0.6	4.00	4.30	1326.98	324.72	1300.00	97.97
0.6	5.00	5.30	1653.37	324.37	1623.90	98.22
0.7	1.00	1.38	409.22	394.91	396.82	96.97
0.7	2.00	2.33	796.68	390.43	782.35	98.20
0.7	3.00	3.37	1179.92	385.30	1157.39	98.09
0.7	4.00	4.23	1565.84	384.83	1540.54	98.38
0.7	5.00	5.14	1952.06	384.59	1923.72	98.55
0.8	1.00	1.27	465.12	453.74	456.11	98.06
0.8	2.00	2.22	910.49	447.49	897.12	98.53
0.8	3.00	3.18	1357.42	445.63	1338.45	98.60
0.8	4.00	4.24	1804.11	445.04	1781.77	98.76
0.8	5.00	5.14	2250.56	444.60	2224.96	98.86
0.9	1.00	1.20	518.53	509.68	511.92	98.73
0.9	2.00	2.17	1027.31	506.34	1014.22	98.73
0.9	3.00	3.19	1534.36	505.55	1518.82	98.99
0.9	4.00	4.15	2038.47	505.06	2020.23	99.11
0.9	5.00	5.19	2544.28	504.43	2521.47	99.10

Tabla 3.9: Parámetros del convertidor y mediciones experimentales de variables eléctricas y temperatura del módulo.

$d^*$	$i_o^*$ [A]	% $i_o$ error	$\Delta i_L$ [A]	$v_o/v_{in}^*$	% $v_o$ error	$T_{Switch}$ [°C]
0.2	1.00	23.00	4.30	0.19	3.42	47.30
0.2	2.00	10.50	4.30	0.18	8.43	46.90
0.2	3.00	6.33	4.40	0.18	8.96	46.40
0.2	4.00	5.00	4.40	0.18	9.42	46.30
0.2	5.00	3.40	4.50	0.18	9.76	45.90
0.3	1.00	29.00	6.00	0.30	1.05	44.90
0.3	2.00	13.00	6.00	0.29	4.16	45.10
0.3	3.00	7.67	6.20	0.28	6.08	45.20
0.3	4.00	4.75	6.30	0.28	6.34	44.80
0.3	5.00	3.80	6.30	0.28	6.56	44.60
0.4	1.00	33.00	6.50	0.40	0.53	45.90
0.4	2.00	13.00	6.50	0.39	2.14	45.90
0.4	3.00	7.67	6.60	0.38	4.61	45.80
0.4	4.00	5.75	6.60	0.38	4.80	45.70
0.4	5.00	3.80	6.80	0.38	4.99	45.50
0.5	1.00	33.00	6.80	0.50	0.43	45.10
0.5	2.00	13.50	6.90	0.49	1.49	44.90
0.5	3.00	8.33	7.00	0.48	3.64	44.80
0.5	4.00	5.25	7.10	0.48	3.93	44.50
0.5	5.00	4.40	7.30	0.48	4.06	44.10
0.6	1.00	41.00	6.70	0.56	6.89	46.50
0.6	2.00	18.00	6.80	0.55	7.82	46.60
0.6	3.00	11.33	6.90	0.54	9.59	46.50
0.6	4.00	7.50	7.00	0.54	9.80	46.10
0.6	5.00	6.00	7.20	0.54	9.90	45.70
0.7	1.00	38.00	6.20	0.66	5.97	46.10
0.7	2.00	16.50	6.50	0.65	7.04	46.50
0.7	3.00	12.33	6.50	0.64	8.26	46.90
0.7	4.00	5.75	6.80	0.64	8.37	47.10
0.7	5.00	2.80	6.90	0.64	8.43	46.70
0.8	1.00	27.00	5.50	0.76	5.47	48.10
0.8	2.00	11.00	5.60	0.75	6.77	48.10
0.8	3.00	6.00	5.60	0.74	7.16	47.90
0.8	4.00	6.00	5.80	0.74	7.28	47.70
0.8	5.00	2.80	5.80	0.74	7.38	47.40
0.9	1.00	20.00	4.00	0.85	5.61	47.30
0.9	2.00	8.50	4.00	0.84	6.23	47.20
0.9	3.00	6.33	4.10	0.84	6.38	46.60
0.9	4.00	3.75	4.20	0.84	6.47	46.20
0.9	5.00	3.80	4.20	0.84	6.59	45.90

El comportamiento de la eficiencia respecto a la potencia exigida, para cada ciclo de trabajo se aprecia visualmente en la figura 3.25.

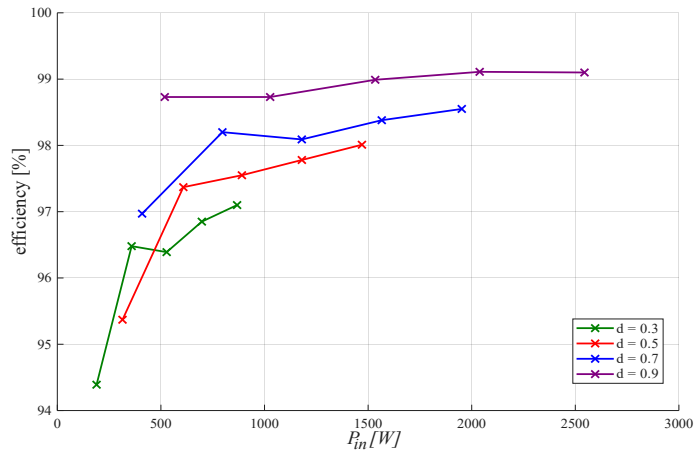


Figura 3.25: Curvas de eficiencia versus potencia de entrada.

De igual manera se analiza la variación de la corriente peak-to-peak del inductor,  $\Delta i_L$ , la cual desciende en los extremos del rango de ciclo de trabajo, teniendo su máximo en  $d = 0,5$ . Se dispone de la figura 3.26, donde se aprecia que existen ligeras variaciones en cada punto de ciclo de trabajo según la carga, teniendo un máximo de variación en  $d = 0,3$  del 8 %.

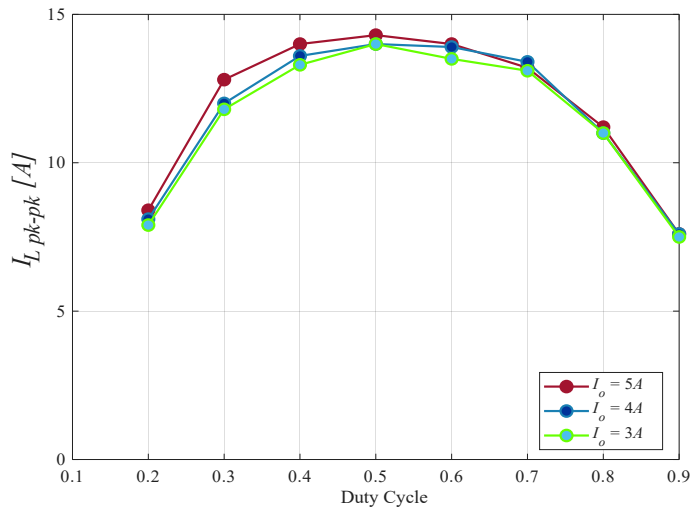


Figura 3.26: Curvas de  $\Delta i_L$  versus ciclo de trabajo.

Desde la tabla 3.9 se aprecia un error entre el ciclo de trabajo y la relación  $v_o/v_{in}$ , donde se pierde 0.06 p.u. Lo anterior ocurre por el hecho de tener semiconductores y un inductor no ideal, provocando caídas de tensión en las resistencias parásitas de cada elemento.

Con respecto a la temperatura, las curvas medidas para tres corrientes de carga

características y todo el rango de ciclo de trabajo se dispone en la figura 3.27. Este caso de estudio presenta las temperaturas más elevadas, teniendo un máximo en  $d = 0.8$  e  $i_o = 1 A$  a diferencia de los casos anteriores de  $48,1\text{ }^\circ\text{C}$ , cercano a la curva de  $3 A$ . Las temperaturas elevadas y el comportamiento sin patrón fijo ni uniformidad de las curvas se debe al efecto combinado del alto voltaje y alta frecuencia, que comprometen la operación del convertidor.

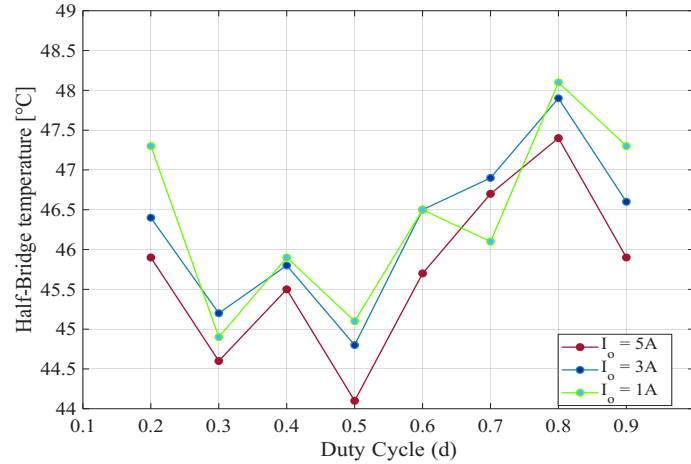


Figura 3.27: Mediciones de temperatura para  $v_{in} = 600 V$  y  $f_{sw} = 40 kHz$ .

A modo ilustrativo, se muestran figuras tomadas desde el osciloscopio en las figuras 3.28, 3.29, 3.30 y 3.31.

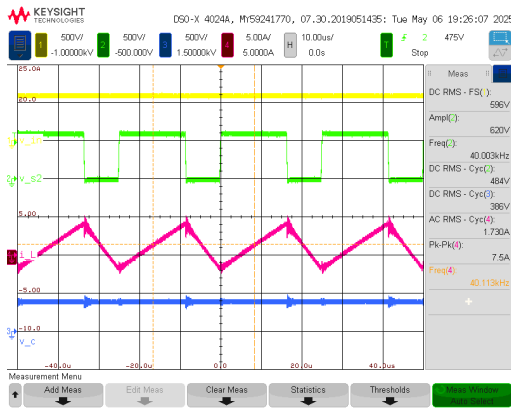


Figura 3.28: Mediciones experimentales de  $v_{in}$ ,  $v_{s2}$ ,  $i_L$  y  $v_c$  para  $v_{in} = 600V$ ,  $f_{sw} = 40kHz$ ,  $d = 0,7$

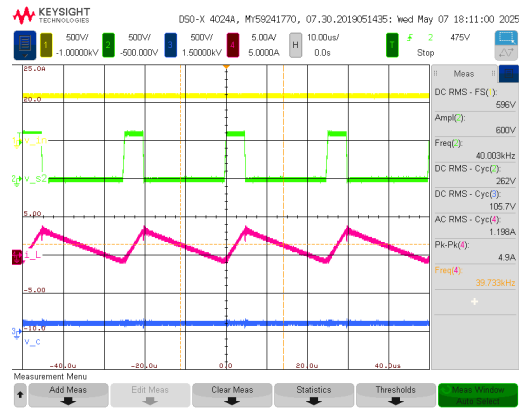


Figura 3.29: Mediciones experimentales de  $v_{in}$ ,  $v_{s2}$ ,  $i_L$  y  $v_c$  para  $v_{in} = 600V$ ,  $f_{sw} = 40kHz$ ,  $d = 0,2$

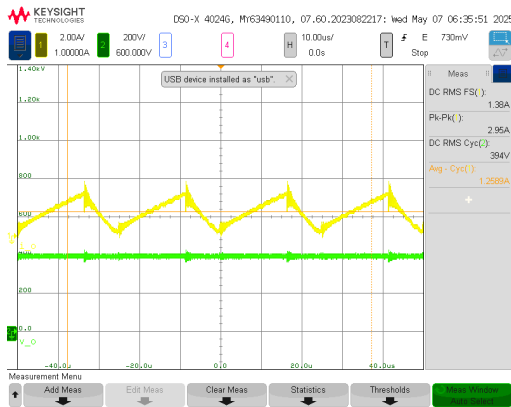


Figura 3.30: Mediciones experimentales de  $i_o$  y  $v_o$  para  $v_{in} = 600V$ ,  $f_{sw} = 40kHz$ ,  $d = 0,7$

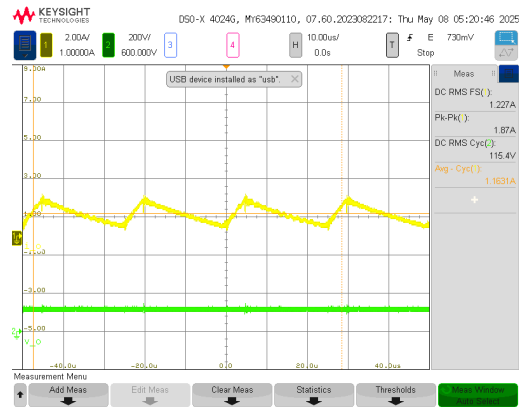


Figura 3.31: Mediciones experimentales de  $i_o$  y  $v_o$  para  $v_{in} = 600V$ ,  $f_{sw} = 40kHz$ ,  $d = 0,2$

### 3.3. Comparación entre simulación y experimento

Para corroborar la similitud entre la implementación física del convertidor y el modelo construido en plecs se tiene la figura 3.32, la cual relaciona la función de transferencia en estado estacionario del convertidor (2.1)

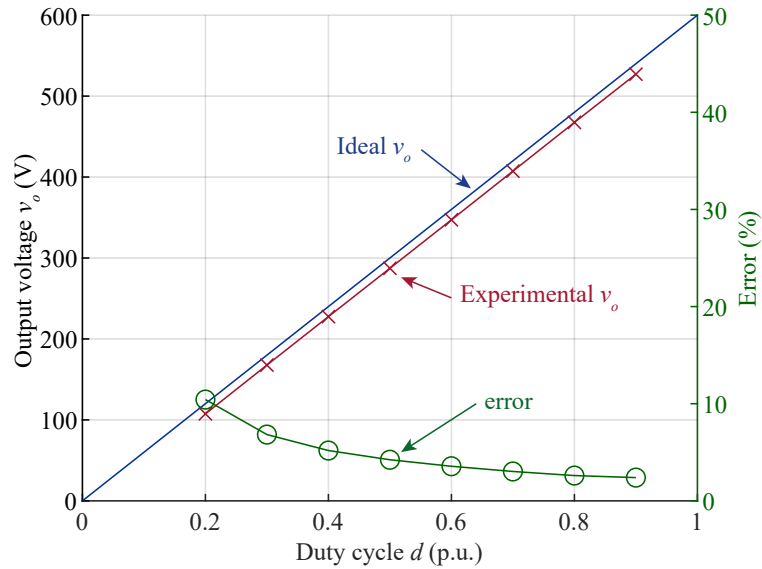


Figura 3.32: Validación experimental del voltaje de salida del convertidor buck y su función transferencial en estado estacionario ( $v_{in} = 600V$  y  $f_{sw} = 20kHz$ ).

Es posible entender entonces que, ambos escenarios son similares con errores inferiores al 10% en la mayoría del rango evaluado. Las pequeñas desviaciones observadas son consistentes con los efectos esperados de las no idealidades del circuito, particularmente las caídas de voltaje en los semiconductores y las pérdidas parásitas en los elementos pasivos.

Para explicar el desplazamiento entre la recta ideal (azul) y la recta experimental (roja) se tiene la ecuación (3.1). Al considerar elementos no ideales, el semiconductor tendrá una caída de tensión intrínseca directamente relacionada con su resistencia de encendido, además de la resistencia parásita del inductor la cual debido a la corriente de salida, parte de la corriente del inductor, también provocará una caída de tensión que influirá en la diferencia lineal que se tiene entre los resultados experimentales y simulados.

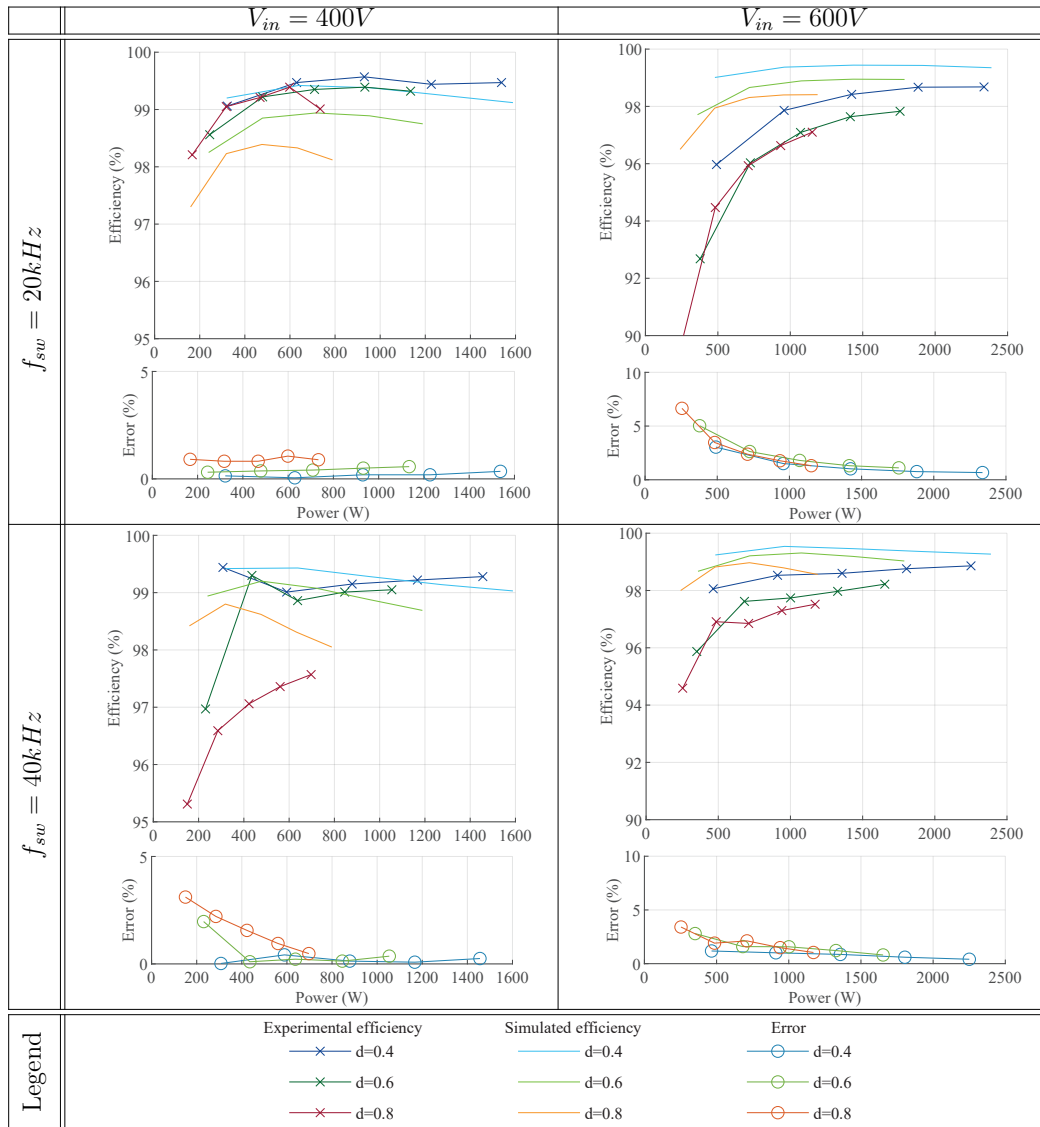
$$\Delta V = i_o(R_{DS(on)} + r_L) \quad (3.1)$$

La concordancia general con bajo error entre teoría y práctica valida el diseño implementado, confirmando que el convertidor cumple con su función básica de conversión dentro de márgenes de error tolerables.

Otra manera de corroborar qué tan distantes o similares son el escenario experimental y las simulaciones se adjunta la tabla 3.10, donde se aprecian curvas de eficiencia para tres ciclos de trabajo,  $d = 0,4$ ,  $d = 0,6$  y  $d = 0,8$ , de igual manera para cargas de 1 a 5 A, en los cuatro

escenarios considerados de tensión de entrada y frecuencia de conmutación.

Tabla 3.10: Comparación de eficiencias experimentales y simuladas para diferentes voltajes de entrada y frecuencias de conmutación.



El análisis de los resultados de eficiencia obtenidos (tabla 3.10) revela que la discrepancia con los valores experimentales no supera el 5% en el 85% de los casos evaluados. Esta correlación valida la utilidad de dichos modelos para la predicción teórica del rendimiento energético en convertidores con características similares a las analizadas. Luego, es posible

entender que -a menor voltaje de entrada, menor frecuencia de conmutación- y -a mayor voltaje de entrada, mayor frecuencia de conmutación-, a modo de sumarizar los resultados comparativos.

Las principales diferencias entre los resultados simulados y experimentales en cuando a eficiencia se deben a la presencia de fenómenos no modelados en PLECS, como las pérdidas inherentes a la PCB, las pérdidas magnéticas del inductor no modeladas y las dispersiones térmicas. Se muestra que a mayor potencia el error tiende a disminuir, por ende los escenarios son más semejantes entre sí. En condiciones de baja potencia, como 1 o 2 A de carga, el modelo tiende a sobreestimar la eficiencia debido a los factores previamente comentados.

Como potencial optimización, para reducir el margen de error se puede incorporar el control estricto de variables ambientales como la temperatura, que afecta directamente a la medición de pérdidas en el módulo.

Para contrastar, también se dispone de las figuras 3.33 y 3.34, las cuales registran las formas de onda más relevantes del convertidor buck síncrono en un punto de operación particular ( $v_{in} = 600V$ ,  $f_{sw} = 20kHz$ , y  $i_o = 5A$ ). Este punto es elegido por ser el punto de menor error relativo en el escenario con más pérdidas (o menos eficiencia total), donde incluso el error inicialmente comienza por sobre el 5% (según lo visto en la tabla 3.10).

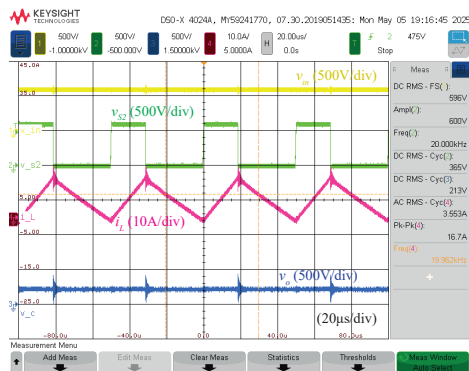


Figura 3.33: Principales formas de onda experimentales del convertidor buck ( $v_{in} = 600V$ ,  $f_{sw} = 20kHz$ , y  $i_o = 5A$ ).

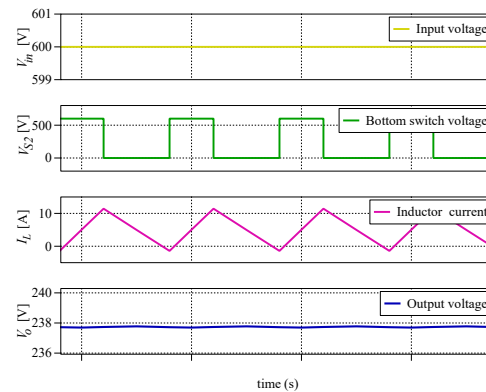


Figura 3.34: Principales formas de onda en PLECS del convertidor buck ( $v_{in} = 600V$ ,  $f_{sw} = 20kHz$ , y  $i_o = 5A$ ).

Las principales diferencias observables en la comparación son las oscilaciones de  $i_L$  y  $v_o$  en cada conmutación del módulo, lo cual no se aprecia en PLECS debido a que este fenómeno corresponde a una característica inherente de la tarjeta semipunte: las oscilaciones parásitas o “ringing”.

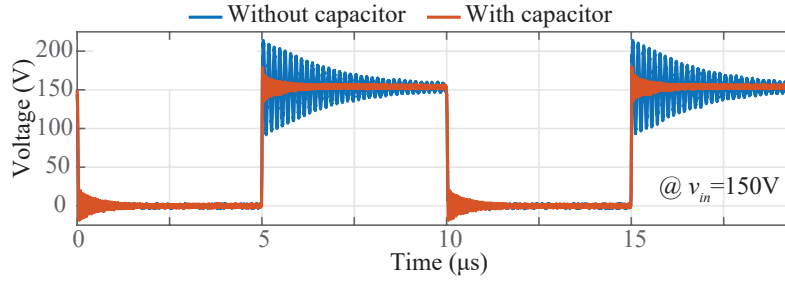


Figura 3.35: Mitigación del fenómeno “ringing” con capacitor snubber.

En la figura 3.35 se observa el fenómeno de ringing de la tensión de salida de la tarjeta ante un voltaje de entrada de 150V, el cual se amortigua utilizando un capacitor de película polipropileno (o “film”), con voltaje de bloqueo de 1300 V de snubber de 8  $\mu\text{F}$  diseñado según la ecuación (3.2), basada en el balance energético del mismo durante las conmutaciones [25].

$$C = \frac{L_p \cdot I_c^2}{2 \cdot \Delta V_r^2} \quad (3.2)$$

Donde,  $L_p$  es la inductancia parásita del módulo y de la PCB, considerada en 40nH,  $I_c$  es la corriente que procesa el condensador en cada conmutación, considerada en 20 A y  $\Delta V_r$  es el voltaje de ringing utilizado como criterio para diseñar, donde se consideró 25 V. El condensador diseñado se sobredimensiona un 25 %, ayudando a obtener una señal más limpia en cada conmutación y con menos oscilaciones, reduciéndolas en aproximadamente un 30 % y logrando así mejorar la similitud entre lo simulado y lo experimental en cuanto a formas de onda.

Finalmente, en cuanto a la temperatura, las principales diferencias que se observan se explican principalmente por la simplificación del modelo térmico en PLECS, que utiliza una red Foster basada en el modelo provisto discutido en las secciones previas, sin considerar la interacción térmica real entre el semiconductor, la pasta térmica, el disipador y el ambiente. En simulación, las temperaturas alcanzan hasta 57 °C en los escenarios más exigentes, mientras que en experimentalmente se miden valores entre 43 °C y 48 °C. Lo anterior también se explica por el hecho de haber realizado las mediciones sobre la carcasa del módulo, lo que tiene directa relación con la temperatura de junta del semiconductor  $T_j$ , pero no es lo mismo. Para cerrar el análisis comparativo entre temperatura de ambos escenarios, la falta de control de temperatura ambiental en el laboratorio y el hecho de que el modelo no incluya pérdidas EMI, por ringing o radiación limita la precisión en condiciones reales como las evaluadas.

# CARACTERIZACIÓN DE ESTRÉS Y SIMULACIÓN EN CASO DE APLICACIÓN

### 4.1. Component Stress Factor

El Factor de Estrés de Componentes (CSF, por sus siglas en inglés) constituye una métrica analítica y numérica adimensional empleada para la evaluación y comparación de diversas topologías de convertidores de potencia en una aplicación específica [14]. Su formulación se deriva del enfoque de factores de carga de componentes (CLF) y su cálculo se basa en las tensiones y corrientes que enfrentan los componentes, normalizadas respecto a la potencia procesada. El objetivo primordial del CSF es ofrecer una estimación cuantitativa del estrés de voltaje y corriente inherente al convertidor.

El CSF constituye una herramienta útil en el proceso de selección de una topología de convertidor óptima para una configuración de sistema y aplicación dada, particularmente en el ámbito de la conversión de energía de alta eficiencia. Su aplicación permite evaluar las pérdidas y caracterizar el estrés en componentes individuales de un circuito, lo que a su vez permite la estimación del rendimiento del convertidor, además de posibilitar comparaciones en términos de eficiencia, durabilidad y costo entre convertidores y sus componentes.

### 4.1.1. Implicaciones y cálculo del CSF

El análisis del CSF se fundamenta en la premisa de considerar que las topologías bajo evaluación disponen de una asignación equivalente de recursos, tales como silicio para los semiconductores, material magnético y cobre para los devanados, y volumen de condensadores para los componentes de almacenamiento o filtro [14]. Para la distribución de estos recursos dentro de la topología, se implementa un factor de ponderación; si un componente exhibe un CSF más elevado, es posible asignarle una mayor cantidad de recursos para mitigar su factor de estrés.

El factor de estrés se calcula de manera independiente para cada tipo de componente:

- Factor de Estrés de Semiconductores (SCSF): Se calcula como el cuadrado de la tensión máxima (o de ruptura) multiplicado por el cuadrado de la corriente RMS, normalizado por el cuadrado de la potencia procesada para obtener una cantidad adimensional (4.1). Este valor está directamente correlacionado con las pérdidas por conducción en los semiconductores.

$$SCSF_i = \frac{\sum_j W_j}{W_i} \cdot \frac{V_{max}^2 \cdot I_{rms}^2}{P_{in}^2} \quad (4.1)$$

Donde  $W_j$  representa el peso unitario del componente “j”,  $W_i$  representa el peso unitario de cada tipo de componente “i” (semiconductores, de devanados o capacitivos),  $V_{max}$  es la tensión máxima,  $I_{rms}$  es la corriente RMS, y  $P_{in}$  es la potencia de entrada.

- Factor de Estrés de Devanados (WCSF): Se determina como el cuadrado de la tensión máxima aplicada a los devanados, multiplicado por el cuadrado de la corriente RMS (4.2). Está intrínsecamente vinculado con las pérdidas en los devanados y asume un volumen de cobre o área de devanado constante para una comparación equitativa:

$$WCSF_i = \frac{\sum_j W_j}{W_i} \cdot \frac{V_{max}^2 \cdot I_{rms}^2}{P_{in}^2} \quad (4.2)$$

- Factor de Estrés de Condensadores (CCSF): Se calcula a partir del cuadrado de la tensión peak ( $V_{pk}$ ) y la corriente RMS (4.3). Su valor está influenciado por las pérdidas resistivas debido a la Resistencia Serie Equivalente (ESR).

$$CCSF_i = \frac{\sum_j W_j}{W_i} \cdot \frac{V_{pk}^2 \cdot I_{rms}^2}{P_{in}^2} \quad (4.3)$$

Una vez calculados los CSF para cada componente individual, el CSF total de cada categoría se obtiene mediante la suma de los factores de estrés de los componentes del mismo tipo (o sencillamente cuántos componentes hay de cada uno).

$$SCSF_{Total} = \sum_i SCSF_i \quad (4.4)$$

$$WCSF_{Total} = \sum_i WCSF_i \quad (4.5)$$

$$CCSF_{Total} = \sum_i CCSF_i \quad (4.6)$$

Un convertidor que presenta un CSF más bajo generalmente indica una mayor durabilidad de sus componentes.

Es importante mencionar que el CSF presenta ciertas limitaciones inherentes, como no considerar las pérdidas por conmutación en los semiconductores ni las pérdidas en el núcleo magnético de los componentes magnéticos. No obstante, para aplicaciones de bajo voltaje y alta corriente, donde las pérdidas por conducción son el factor predominante, el método CSF se considera válido. También se tiene como limitación el hecho de generar tres valores numéricos independientes (SCSF, WCSF, CCSF) en lugar de uno solo, lo que puede complicar la determinación inequívoca de la topología “óptima” en muchos escenarios. Frecuentemente, se requiere un análisis complementario, experiencia del diseñador y otras consideraciones específicas del diseño para llegar a una decisión final.

En los incisos a continuación se obtienen resultados de cada CSF para el synchronous buck converter presentado en los capítulos anteriores. Los cálculos se realizan implementando las ecuaciones (4.4), (4.5) y (4.5) en PLECS y considerando los cuatro componentes analizados de igual peso, es decir, los términos  $\frac{\sum_j W_j}{W_i}$  son  $\frac{1}{3}$  para cada CSF e igualando ambos SCSF para los MOSFET del semipunto, considerando los parámetros de las tablas 2.1 y 2.2.

#### 4.1.2. Resultados ilustrativos del cálculo de CSF para un voltaje de entrada de $v_{in} = 400V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 20kHz$

Los resultados del cálculo de CSF para los elementos del convertidor respectivos al presente inciso se muestran en la tabla 4.1.

Tabla 4.1: CSF Para los elementos del convertidor para  $v_{in} = 400V$  y  $f_{sw} = 20kHz$ .

$d^*$	$I_o^*$ [A]	$P_{in}$ [W]	SCSF (top)	SCSF (bottom)	CCSF	WCSF
0.3	1.00	123.15	6.33	6.41	4.42	10.59
0.3	2.00	242.98	2.49	2.52	1.13	4.15
0.3	3.00	362.78	1.76	1.78	0.50	2.94
0.3	4.00	482.74	1.50	1.52	0.28	2.51
0.3	5.00	603.22	1.38	1.39	0.18	2.30
0.5	1.00	204.09	3.68	3.64	6.35	7.34
0.5	2.00	404.05	1.31	1.29	1.61	2.61
0.5	3.00	604.01	0.86	0.85	0.72	1.72
0.5	4.00	803.65	0.70	0.69	0.40	1.40
0.5	5.00	1003.80	0.63	0.62	0.26	1.26
0.7	1.00	283.20	1.20	1.18	4.57	2.00
0.7	2.00	563.02	0.46	0.45	1.15	0.77
0.7	3.00	842.82	0.33	0.32	0.51	0.54
0.7	4.00	1122.79	0.28	0.27	0.29	0.46
0.7	5.00	1403.28	0.26	0.25	0.18	0.43
0.9	1.00	361.00	0.10	0.10	0.85	0.07
0.9	2.00	721.08	0.07	0.07	0.21	0.05
0.9	3.00	1081.56	0.06	0.06	0.09	0.04
0.9	4.00	1442.06	0.06	0.06	0.05	0.04
0.9	5.00	1802.29	0.06	0.06	0.03	0.04

Los resultados previamente presentados indican que los puntos más estresantes eléctricamente para los elementos que conforman el synchronous buck converter son los de menor ciclo de trabajo (generalmente  $d = 0,3$ ) y de menor carga, es decir,  $i_o = 1 A$ . Para su entendimiento gráfico se disponen las figuras 4.1, 4.2, 4.3 y 4.4.

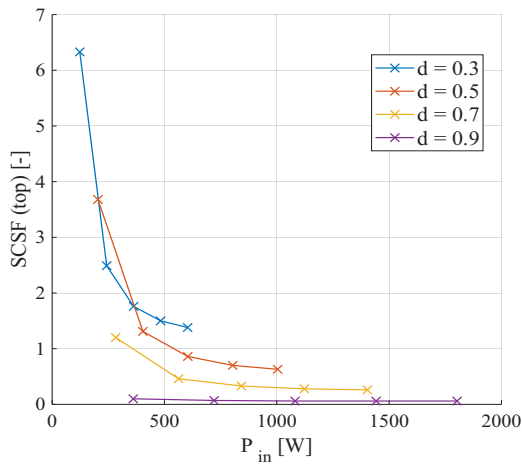


Figura 4.1: Resultados de SCSF (Top MOSFET) para barrido de carga y ciclo de trabajo.

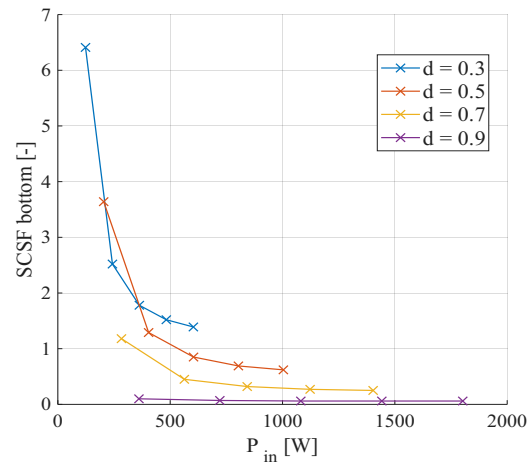


Figura 4.2: Resultados de SCSF (Bottom MOSFET) para barrido de carga y ciclo de trabajo.

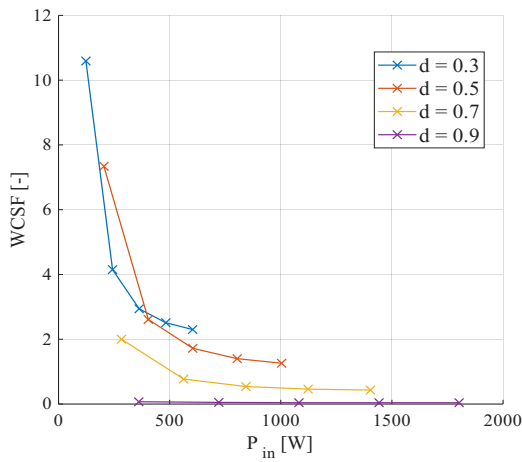


Figura 4.3: Resultados de WCSF para barrido de carga y ciclo de trabajo.

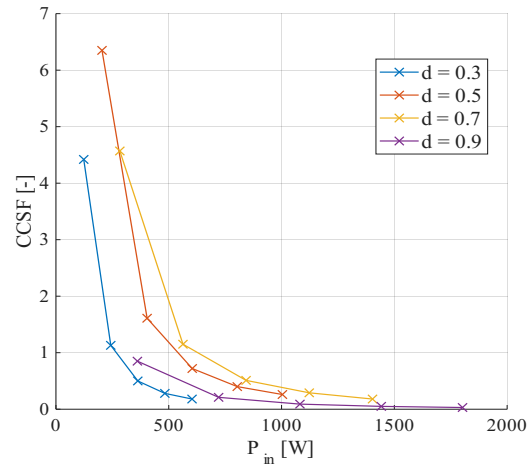


Figura 4.4: Resultados de CCSF para barrido de carga y ciclo de trabajo.

Las curvas de estrés más pronunciadas se deben a que en ciclos de trabajo bajos existirán corrientes más altas y, por consiguiente, mayores peaks de corriente, lo que se traduce en señales estresantes para los dispositivos. Es importante notar que los semiconductores y el inductor presentan comportamientos similares (con distinta magnitud) que el condensador. Esto se debe a que el condensador en todo momento tendrá que soportar la máxima tensión que lo atraviese y el ripple de corriente del inductor, teniendo su máximo en  $d = 0.5$  a  $1 A$ .

A su vez, se tiene que para  $d = 0.9$  el estrés en todos los componentes se reduce

drásticamente, llegando a valores bajos particularmente en los semiconductores (los cuales tienen un comportamiento prácticamente simétrico) y el inductor. Así, en términos de estrés, será óptimo operar el convertidor con ciclos de trabajo desde  $d = 0.7$  para minimizar el estrés en los componentes.

#### 4.1.3. Resultados ilustrativos del cálculo de CSF para $v_{in} = 400V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 40kHz$

Los resultados del cálculo de CSF para los elementos del convertidor respectivos al presente inciso se muestran en la tabla 4.2.

Tabla 4.2: CSF Para los elementos del convertidor para  $v_{in} = 400V$  y  $f_{sw} = 40kHz$ .

$d^*$	$I_o^*$ [A]	$P_{in}$ [W]	SCSF (top)	SCSF (bottom)	CCSF	WCSF
0.3	1.00	121.84	2.47	2.51	1.13	4.13
0.3	2.00	241.66	1.49	1.52	0.28	2.50
0.3	3.00	362.63	1.30	1.32	0.13	2.18
0.3	4.00	483.65	1.23	1.25	0.07	2.07
0.3	5.00	604.29	1.20	1.22	0.04	2.02
0.5	1.00	202.22	1.30	1.29	1.62	2.60
0.5	2.00	401.87	0.70	0.69	0.41	1.40
0.5	3.00	602.54	0.59	0.58	0.18	1.17
0.5	4.00	803.56	0.55	0.54	0.10	1.09
0.5	5.00	1004.44	0.53	0.52	0.06	1.06
0.7	1.00	281.85	0.46	0.45	1.15	0.77
0.7	2.00	561.67	0.28	0.27	0.29	0.46
0.7	3.00	842.66	0.24	0.24	0.13	0.40
0.7	4.00	1123.69	0.23	0.23	0.07	0.38
0.7	5.00	1404.35	0.22	0.22	0.05	0.37
0.9	1.00	360.97	0.07	0.07	0.21	0.05
0.9	2.00	722.21	0.06	0.06	0.05	0.04
0.9	3.00	1083.24	0.06	0.06	0.02	0.04
0.9	4.00	1443.84	0.06	0.05	0.01	0.04
0.9	5.00	1804.27	0.06	0.05	0.01	0.04

Los resultados previamente presentados indican que los puntos más estresantes eléctricamente para los elementos que conforman el synchronous buck converter son los de menor ciclo de trabajo (generalmente  $d = 0.3$ ,  $d = 0.5$  para el capacitor) y de menor carga, es decir,  $i_o = 1A$ . Para su entendimiento gráfico se disponen las figuras 4.5, 4.6, 4.7 y 4.8.

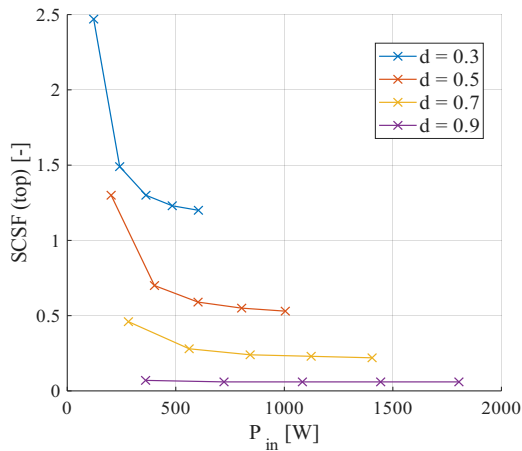


Figura 4.5: Resultados de SCSF (Top MOSFET) para barrido de carga y ciclo de trabajo.

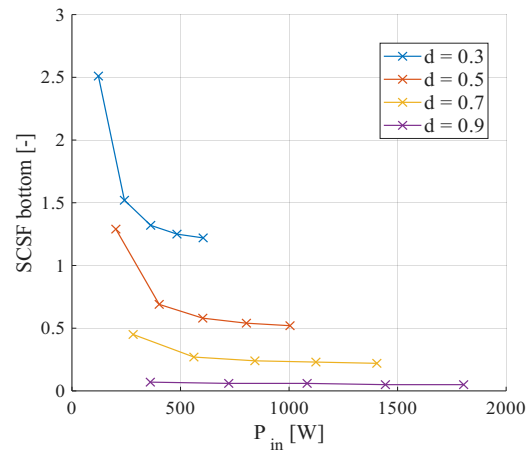


Figura 4.6: Resultados de SCSF (Bottom MOSFET) para barrido de carga y ciclo de trabajo.

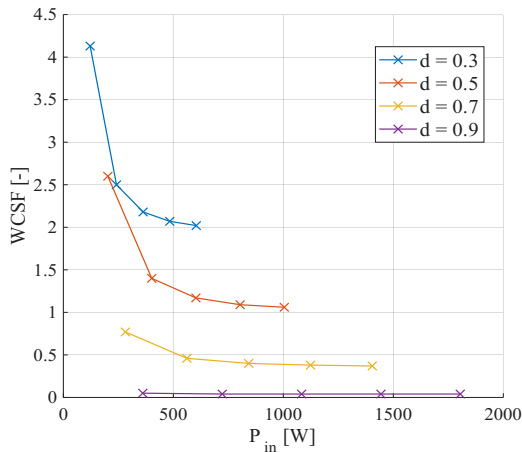


Figura 4.7: Resultados de WCSF para barrido de carga y ciclo de trabajo.

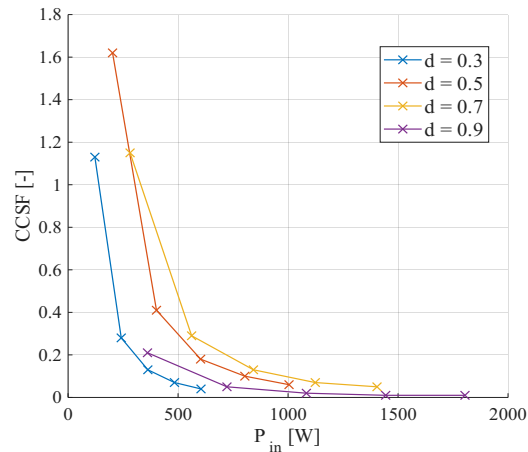


Figura 4.8: Resultados de CCSF para barrido de carga y ciclo de trabajo.

Al igual que en el inciso inmediatamente anterior, las curvas de estrés más pronunciadas se deben a que en ciclos de trabajo bajos existirán mayores peaks de corriente. Es importante notar que los semiconductores y el inductor presentan comportamientos similares (con distinta magnitud) que el condensador. En este caso, se puede apreciar que los valores de estrés se reducen drásticamente debido a la mayor frecuencia de conmutación, especialmente a menor carga.

A su vez, se tiene que para  $d = 0.9$  el estrés en todos los componentes se reduce drásticamente, llegando a valores bajos particularmente en los semiconductores y el inductor.

#### 4.1.4. Resultados ilustrativos del cálculo de CSF para $v_{in} = 600V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 20kHz$

Los resultados del cálculo de CSF para los elementos del convertidor respectivos al presente inciso se muestran en la tabla 4.3.

Tabla 4.3: CSF Para los elementos del convertidor para  $v_{in} = 600V$  y  $f_{sw} = 20kHz$ .

$d^*$	$I_o^*$ [A]	$P_{in}$ [W]	SCSF (top)	SCSF (bottom)	CCSF	WCSF
0.3	1.00	186.49	12.59	12.74	9.77	21.09
0.3	2.00	366.44	4.12	4.17	2.52	6.88
0.3	3.00	546.40	2.49	2.52	1.13	4.16
0.3	4.00	726.13	1.92	1.94	0.63	3.20
0.3	5.00	905.84	1.65	1.67	0.41	2.75
0.5	1.00	308.61	7.54	7.48	14.08	15.08
0.5	2.00	608.56	2.31	2.28	3.61	4.61
0.5	3.00	908.52	1.31	1.29	1.61	2.61
0.5	4.00	1208.83	0.94	1.00	0.91	1.91
0.5	5.00	1508.27	0.79	0.78	0.58	1.58
0.7	1.00	419.51	2.42	2.38	10.21	4.03
0.7	2.00	839.09	0.77	0.76	2.59	1.29
0.7	3.00	1255.75	0.46	0.45	1.15	0.77
0.7	4.00	1672.48	0.35	0.35	0.65	0.59
0.7	5.00	2088.29	0.30	0.30	0.41	0.51
0.9	1.00	539.53	0.16	0.16	1.92	0.12
0.9	2.00	1078.13	0.08	0.08	0.48	0.06
0.9	3.00	1622.09	0.07	0.07	0.21	0.05
0.9	4.00	2162.85	0.06	0.06	0.12	0.04
0.9	5.00	2703.59	0.06	0.06	0.08	0.04

En esta situación, se puede entender que con una mayor tensión de entrada el convertidor y sus elementos presentarán mayor estrés, entre 2 a 3 veces mayor que en el caso de  $v_{in} = 400V$ . A su vez, al presentarse una menor frecuencia de conmutación se puede concluir que será el peor caso en cuanto al estrés, elevando sus valores a máximos globales, especialmente en el inductor que presenta un  $WCSF$  mayor a 20.

Similar a los casos anteriores, los resultados previamente presentados indican que los puntos más estresantes eléctricamente para los elementos que conforman el synchronous buck converter son los de menor ciclo de trabajo (generalmente  $d = 0.3$ ,  $d = 0.5$  para el capacitor) y de menor carga, es decir,  $i_o = 1A$  e  $i_o = 2A$ . Para su entendimiento gráfico se disponen las figuras 4.9, 4.10, 4.11 y 4.12.

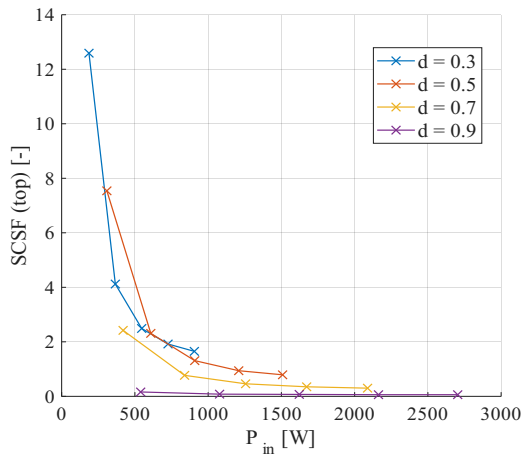


Figura 4.9: Resultados de SCSF (Top MOSFET) para barrido de carga y ciclo de trabajo.

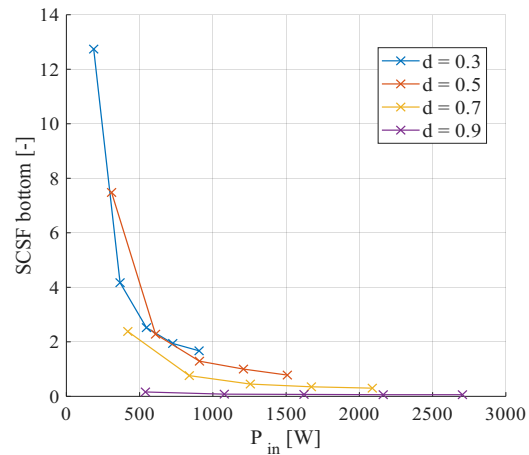


Figura 4.10: Resultados de SCSF (Bottom MOSFET) para barrido de carga y ciclo de trabajo.

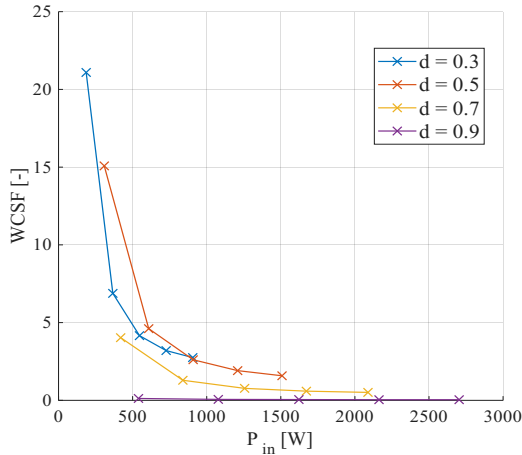


Figura 4.11: Resultados de WCSF para barrido de carga y ciclo de trabajo.

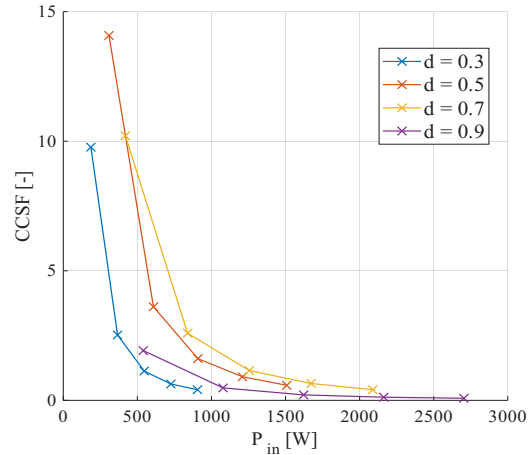


Figura 4.12: Resultados de CCSF para barrido de carga y ciclo de trabajo.

De igual manera que en los incisos anteriores se evidencia una similitud inherente en el estrés de ambos switches, que comparten valores y patrones. En general, las curvas tienen formas similares, pero con mayores magnitudes.

#### 4.1.5. Resultados ilustrativos del cálculo de CSF para $v_{in} = 600V$ y frecuencia de conmutación $f_{sw} = 40kHz$

Los resultados del cálculo de CSF para los elementos del convertidor respectivos al presente inciso se muestran en la tabla 4.4.

Tabla 4.4: CSF Para los elementos del convertidor para  $v_{in} = 600V$  y  $f_{sw} = 40kHz$ .

$d^*$	$I_o^*$ [A]	$P_{in}$ [W]	SCSF (top)	SCSF (bottom)	CCSF	WCSF
0.3	1.00	183.79	4.08	4.15	2.52	6.84
0.3	2.00	363.24	1.91	1.94	0.64	3.19
0.3	3.00	543.13	1.50	1.52	0.29	2.51
0.3	4.00	724.66	1.34	1.36	0.16	2.25
0.3	5.00	906.33	1.27	1.29	0.10	2.14
0.5	1.00	304.65	2.30	2.28	3.61	4.59
0.5	2.00	604.13	0.96	0.64	0.92	1.91
0.5	3.00	903.61	0.70	0.70	0.41	1.40
0.5	4.00	1204.41	0.61	0.61	0.23	1.22
0.5	5.00	1506.01	0.57	0.57	0.15	1.14
0.7	1.00	423.81	0.77	0.76	2.58	1.29
0.7	2.00	843.29	0.35	0.35	0.65	0.59
0.7	3.00	1263.12	0.28	0.27	0.29	0.46
0.7	4.00	1684.66	0.25	0.25	0.16	0.42
0.7	5.00	2106.33	0.24	0.23	0.10	0.40
0.9	1.00	541.62	0.08	0.08	0.48	0.06
0.9	2.00	1082.84	0.06	0.06	0.12	0.05
0.9	3.00	1624.41	0.06	0.06	0.05	0.04
0.9	4.00	2165.73	0.05	0.05	0.03	0.04
0.9	5.00	2706.41	0.05	0.05	0.02	0.04

Para este último caso se tienen resultados esperables y relacionados a lo analizado anteriormente con distinta frecuencia de conmutación y voltaje de entrada, presentando curvas similares, pero mayores que con  $v_{in} = 400V$  y considerablemente menores que con  $f_{sw} = 20kHz$ , destacando que la relación entre el estrés y la frecuencia de conmutación es más determinante que la relación entre estrés y voltaje de entrada. Para cerrar el análisis se exhibe que *SCSF* y *WCSF* son más sensibles ante la variación de frecuencia.

Las figuras 4.13, 4.14, 4.15 y 4.16 presentan gráficamente los CSF versus la potencia de entrada para este caso.

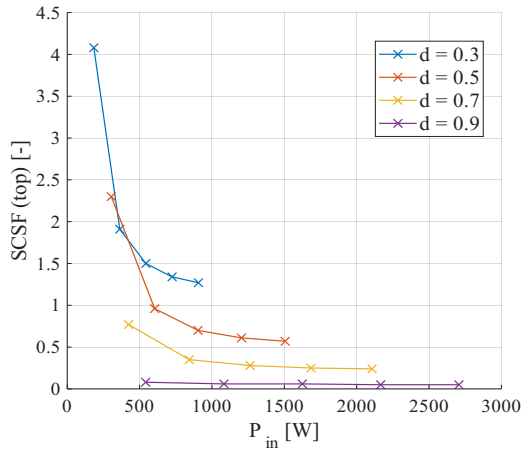


Figura 4.13: Resultados de SCSF (Top MOSFET) para barrido de carga y ciclo de trabajo.

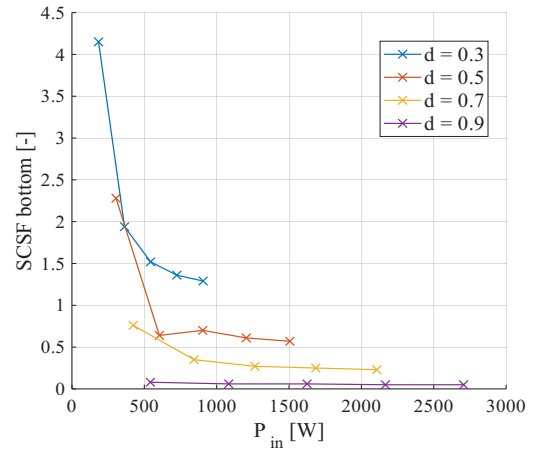


Figura 4.14: Resultados de SCSF (Bottom MOSFET) para barrido de carga y ciclo de trabajo.

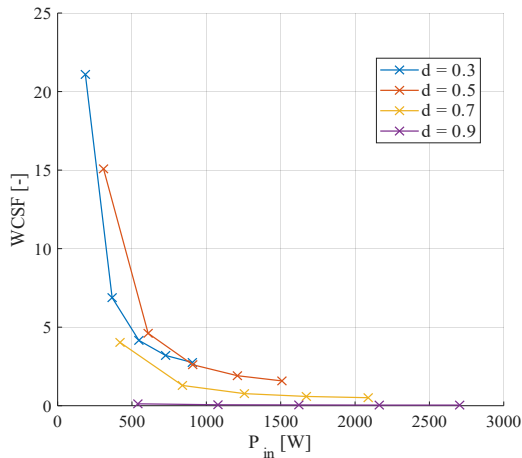


Figura 4.15: Resultados de WCSF para barrido de carga y ciclo de trabajo.

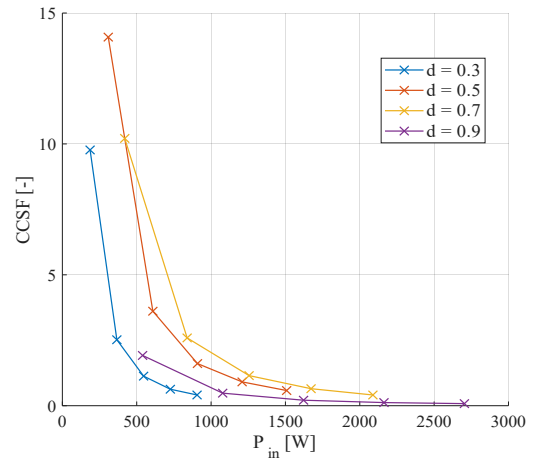


Figura 4.16: Resultados de CCSF para barrido de carga y ciclo de trabajo.

## 4.2. Aplicación de PV a H2V con convertidores DC-DC entrelazados

### 4.2.1. Convertidor Buck en configuración interleaved

Habiendo discutido previamente lo que es un convertidor dc-dc de topología buck, específicamente en su versión “synchronous”, el “Interleaved Synchronous Buck Converter” es una configuración pensada para aplicaciones de mayor potencia y rendimiento en general la cual basa su funcionamiento en el concepto del entrelazamiento (o intercalado), que implica la conexión en paralelo de dos o más etapas de potencia del convertidor [21]. Al

dividir la etapa de potencia en varias sub-etapas más pequeñas que operan en paralelo, se logra una distribución eficiente de la corriente logrando beneficios como:

- Reducción del tamaño de los componentes [21].
- Operación a mayor frecuencia [22].
- Reducción del ripple de corriente [8].

Al igual que el synchronous buck, el convertidor modula sus switches de manera complementaria mediante PWM, donde cada par de switches de cada etapa tendrá su propia señal “carrier”. Dichas señales triangulares para el PWM de cada etapa tendrá un desfase directamente relacionado con el número de etapas a conectar, según (4.7).

$$\theta_n = \frac{2\pi}{n} \quad (4.7)$$

Donde  $\theta_n$  es el desfase temporal de cada señal triangular y  $n$  es el número de etapas. Así, por ejemplo, para tres etapas de interleaving las señales triangulares tendrán un desfase de  $0^\circ$ ,  $120^\circ$  y  $240^\circ$  para cada etapa respectivamente. Adicionalmente, cada etapa será responsable de procesar  $1/n$  partes de la potencia total [26].

En la figura 4.17 se muestra un ejemplo de configuración del convertidor con 3 etapas.

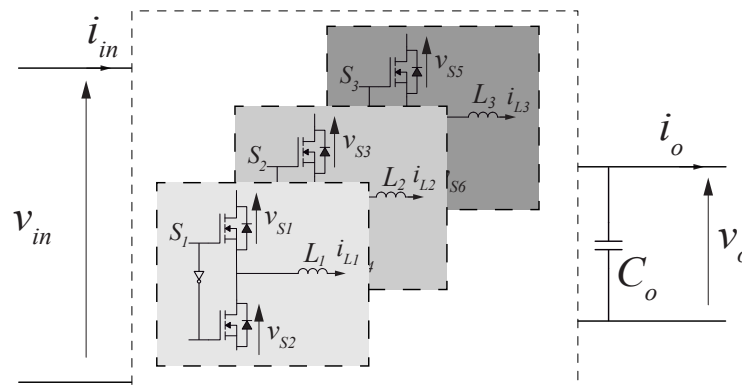


Figura 4.17: Convertidor synchronous buck interleaved generalizado.

A su vez, formas de onda típicas se muestran en la figura 4.18

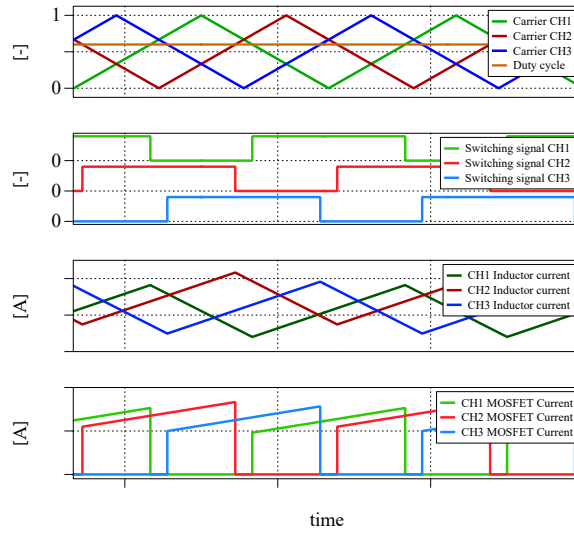


Figura 4.18: Formas de onda típicas del convertidor synchronous buck interleaved.

#### 4.2.2. Modelo de panel fotovoltaico para simulación

Para la simulación se considerará el modelo de panel fotovoltaico provisto por PLECS [27], disponible en la figura 4.19. El modelo de panel fotovoltaico considerará su curva característica potencia-voltaje disponible en la figura 4.20 (que proviene directamente de su curva corriente-voltaje, I-V), así como el impacto de la temperatura y la irradiancia.

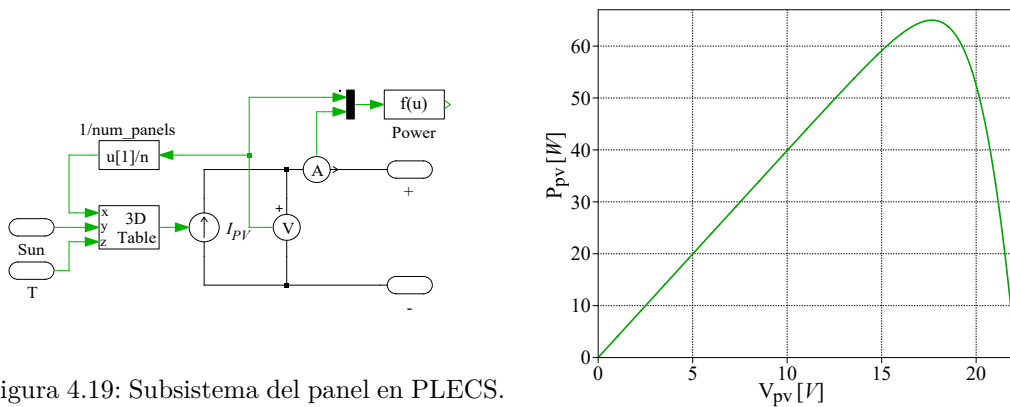


Figura 4.19: Subsistema del panel en PLECS.

Figura 4.20: Curva P-V del modelo de panel en PLECS.

Para simular la característica de corriente no lineal de un módulo PV, se utilizará el

modelo de diodo de Shockley. Este modelo se implementará en PLECS mediante una Look-up Table 3D. En esta configuración, la entrada de voltaje a la tabla de búsqueda será una señal de retroalimentación interna del propio modelo de la cadena PV, mientras que la irradiancia, al igual que la temperatura, será un parámetro externo que tomará valores entre 0 y 1, en  $kW/m^2$ . Se incluirá una capacitancia a la salida del modelo para eliminar la dependencia de estado de la corriente PV con respecto a la corriente de carga, lo que evita la creación de un bucle algebraico.

El modelo servirá como una fuente DC para el sistema y permitirá ajustar el número de módulos PV conectados en serie y el número de cadenas PV conectadas en paralelo (o strings y arrays) a través de un subsistema.

### 4.2.3. Modelo de electrolizador de agua para simulación

Para incluir un modelo eléctrico en la simulación que responda al comportamiento general de un electrolizador PEM en estado estacionario, sin dinámica y en lazo abierto basta con considerar al electrolizador como una resistencia  $r_{el}$  en serie con una fuente de tensión  $v_{el}$  [28]. La representación se ilustra en la figura 4.21

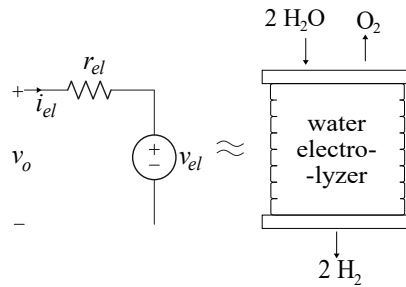


Figura 4.21: Modelo considerado para el estudio.

La resistencia eléctrica  $r_{el}$  permite modelar las pérdidas eléctricas del electrolizador y a su vez el voltaje  $v_{el}$  modela el potencial reversible, es decir, la barrera energética mínima requerida para la electrólisis [29]. La relación de los parámetros descritos anteriormente con la característica de tensión y corriente aplicada al electrolizador se resume en (4.8).

$$v_o = i_{el} \cdot r_{el} + v_{el} \quad (4.8)$$

Es posible utilizar modelos recientes más complejos incluyendo la dinámica de una celda del electrolizador PEM o la dinámica de más de una celda en stack (apilada) en el mismo [30]. Sin embargo, para la operación en lazo abierto y considerando únicamente el análisis en estado estacionario, enfocado en la etapa de electrólisis y no en el arranque o apagado.

#### 4.2.4. Simulaciones y resultados

Se considerará el modelo construido en PLECS disponible en la figura 4.22.

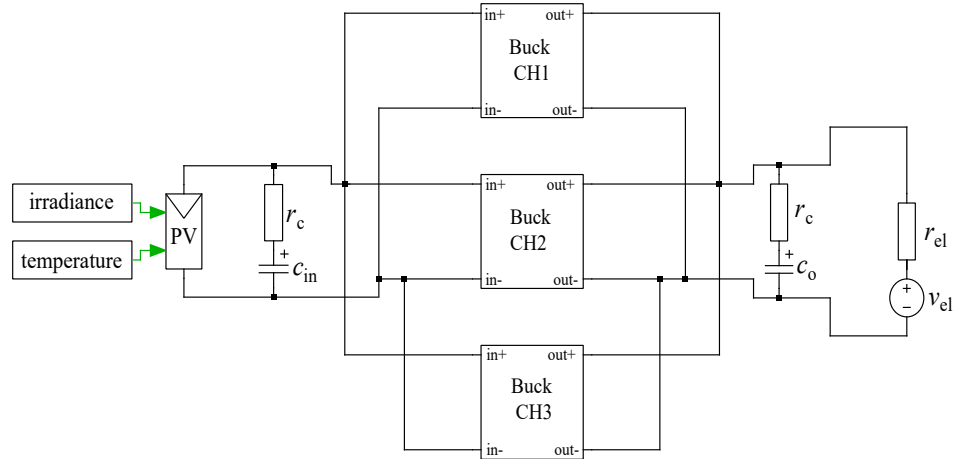


Figura 4.22: Esquemático global de la simulación en PLECS del convertidor synchronous buck interleaved.

Lo que conforma cada etapa del convertidor mostrado como subsistema se dispone en la figura 4.23.

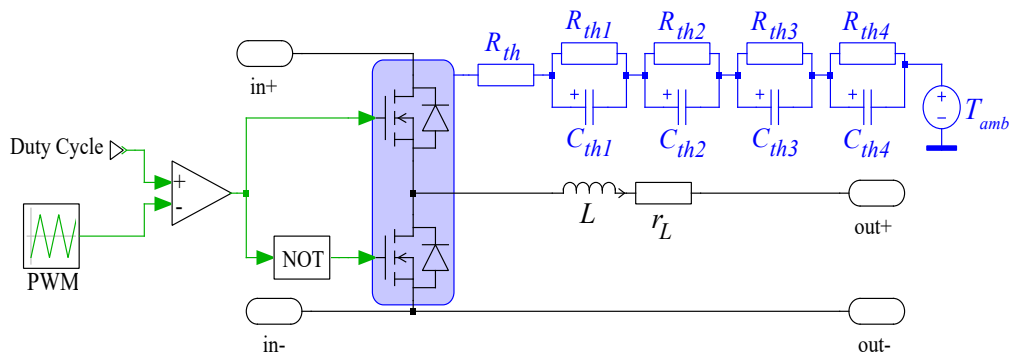


Figura 4.23: Etapa de potencia interleaved del convertidor.

En cuanto a la puesta en marcha de la simulación, para el ciclo de trabajo se considera el algoritmo MPPT [22], el cual se encargará de entregar un ciclo de trabajo óptimo para la curva del panel fotovoltaico modelado en PLECS (figura 4.20) a partir de mediciones de voltaje, corriente y potencia del panel. El algoritmo será aplicado en PLECS a través del bloque “C-Script” disponible en la librería del software.

Para explicar brevemente el algoritmo MPPT P&O (de Perturb and Observe), el método recibe mediciones de voltaje y corriente del panel en cuestión, definiendo una diferencia de ciclo de trabajo a ser aplicada  $d_{step}$ , un tiempo que se define para aplicar cíclicamente la observación y perturbación  $t_{step}$ , un tiempo de muestreo del código  $t_{sample}$  y un ciclo de trabajo inicial para comenzar el algoritmo  $d_{t=0}$ . A partir de dichos parámetros, el código se encargará de perturbar el convertidor con un ciclo de trabajo distinto en  $d_{step}$  para corroborar si la potencia del panel crece o no, buscando el máximo punto y oscilando en él en estado estacionario. El código utilizado se encuentra disponible en el anexo.

El escenario simulado incluirá un escalón en la irradianza recibida por el panel en  $t = 0.3 s$ , manteniendo temperatura constante de  $25^{\circ}C$ . Los parámetros de simulación y sus valores se encuentran en la tabla 4.5

Tabla 4.5: Parámetros de simulación

Variable	Valores
Ciclo de trabajo $d$	MPPT P&O
$t_{sample}$	$10\mu s$
$d_{step}$	0.005
$t_{step}$	0.1 s
$d_{t=0}$	0.35
Módulos PV en serie	18
Módulos PV en paralelo	5
Condensador de salida del módulo PV	$1000\mu F$
Irradiancia	$0,5 \rightarrow 1,0 kW/m^2$
Resistencia del electrolizador $r_{el}$	$0.2 \Omega$
Voltaje del electrolizador $v_{el}$	120 V
Frecuencia de conmutación $f_{sw}$	40 kHz
Etapas interleaved	3
Módulo SiC MOSFET	FF33MR12W1M1HPB11
Inductor por etapa $L$	$187 \mu H$
Resistencia parásita del inductor $r_L$	$0.14 \Omega$
Condensador de salida del convertidor $C_o$	$1100 \mu F$
Resistencia parásita del capacitor $r_C$	$10 \mu \Omega$

Los resultados de simulación pueden verse en la tabla 4.6 a continuación.

Tabla 4.6: Mediciones de interés en la simulación.

Variable medida	Valor medido
$\bar{d}^*$	0.41 $\rightarrow$ 0.42
$\bar{v}_{pv}$ [V]	306.7 $\rightarrow$ 316.7
$\bar{i}_{pv}$ [A]	9.21 $\rightarrow$ 18.46
$\bar{P}_{pv}$ [W]	2825 $\rightarrow$ 5847
$\bar{v}_o$ [V]	124 $\rightarrow$ 130
$\bar{i}_{el}$ [A]	22.5 $\rightarrow$ 44.4
$\bar{P}_{el}$ [W]	2792 $\rightarrow$ 5726
$\bar{\eta}$ [%]	98.83 $\rightarrow$ 97.94
T $S_1$ CH1 [°C]	47.1 $\rightarrow$ 87.9
T $S_2$ CH1 [°C]	42.8 $\rightarrow$ 79.8
HB Loss CH1 [W]	5.1 $\rightarrow$ 15.1
$r_l$ Loss CH1 [W]	8.95 $\rightarrow$ 31.9
SCSF (top) [-]	$9 \times 10^{-7} \rightarrow 8 \times 10^{-7}$
SCSF (bottom) [-]	$9 \times 10^{-7} \rightarrow 8 \times 10^{-7}$
WCSF [-]	$17 \times 10^{-6} \rightarrow 16 \times 10^{-6}$
CCSF [-]	0 $\rightarrow$ 0

Los resultados muestran una operación apropiada de todos los elementos que componen el sistema, como el electrolizador, el arreglo de paneles y el convertidor. Lo primero a notar en la tabla 4.6 es la significativa disminución de los CSF de los elementos del convertidor, reduciéndose a órdenes de  $10^{-6}$  y menores, sobre todo para el capacitor, en donde CCSF se consideró despreciable por su magnitud. Otro resultado interesante es la eficiencia, donde en ambos casos de irradianza supera está muy cerca del 98% entendiendo así que el convertidor es capaz de procesar eficientemente hasta los casi  $6 kW$  considerados para el dimensionamiento, perdiendo únicamente cerca de  $50 W$  en los elementos de cada canal.

Al existir una ligera variación de ciclo de trabajo, existen peaks en las señales que representan cada transición entre una muestra del MPPT y otra, introduciendo una variación de  $\pm 12\%$  del valor medio en la potencia, que presenta la señal con mayores peaks. Las señales de entrada (del arreglo fotovoltaico), sus transientes y estados estacionarios se aprecian en las figuras 4.24 y 4.25 a continuación.

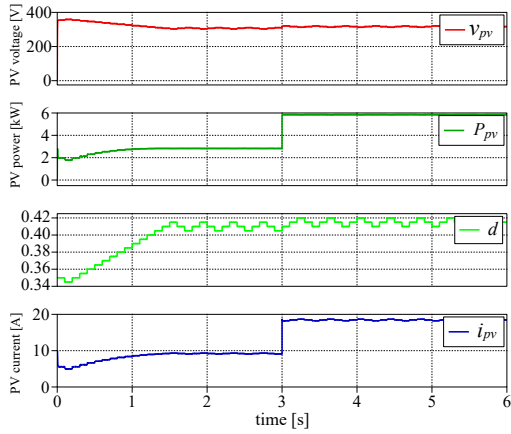


Figura 4.24: Señales de entrada del sistema, transientes y estados estacionarios.

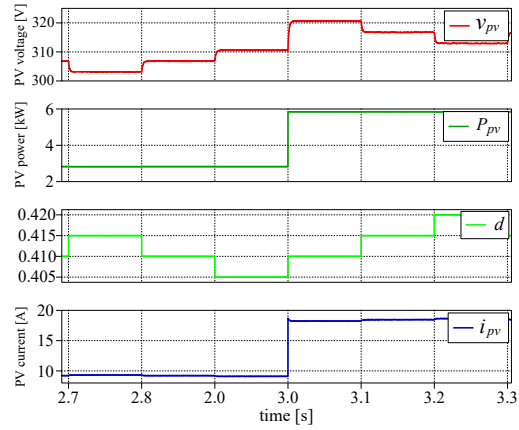


Figura 4.25: Zoom en el escalón de irradiación de las señales de entrada del sistema.

La operación en lazo abierto se valida correctamente con las figuras previamente presentadas, que muestran cómo el convertidor es capaz de estabilizar la referencia de voltaje para el panel y la potencia que este entrega, buscando el punto máximo de potencia para cada caso de irradiancia como se aprecia en la figura 4.26. Haciendo un zoom en el cambio de irradiancia se aprecia que las señales responden inmediatamente a dicho escalón, teniendo un transiente del orden de los microsegundos. Se observa que la potencia que el convertidor demande al panel se verá directamente comprometida por la irradiancia que este reciba, vislumbrando la necesidad de aplicar técnicas de control para optimizar la operación del sistema.

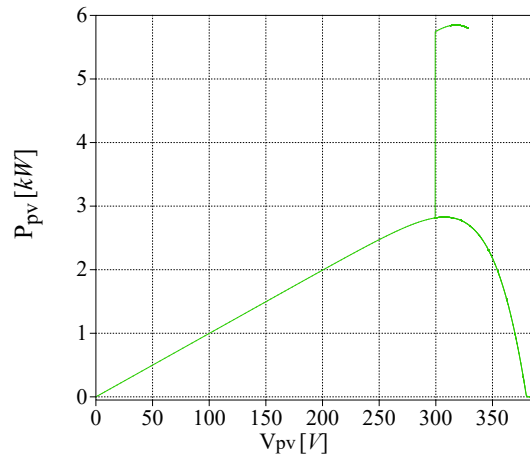


Figura 4.26: Curva de potencia del panel vs. voltaje del panel para el sistema simulado ante el escalón de irradiancia.

En cuanto al comportamiento del electrolizador, su dinámica es del orden de los pocos segundos, teniendo un transiente de aproximadamente 1.33 segundos debido al algoritmo MPPT y las condiciones iniciales del sistema. Una vez alcanzado el estado estacionario se tiene que, de igual manera que el arreglo de paneles, responde de manera inmediata al cambio de irradianza, llevando de nuevo a las señales al estado estacionario con pequeños peaks debido al algoritmo. Se observa que al final de la simulación el voltaje de salida se estabiliza muy cercano a los  $130\text{ V}$  y la corriente se estabiliza al rededor de los  $44\text{ A}$ , validando la correcta regulación del convertidor y permitiendo concluir que la configuración interleaved, junto a la aplicación del algoritmo MPPT maximizan la transferencia de potencia desde el arreglo fotovoltaico hacia el electrolizador de agua.

Las señales de salida, es decir, del electrolizador, sus transientes y estados estacionarios se aprecian en las figuras 4.27 y 4.28 a continuación.

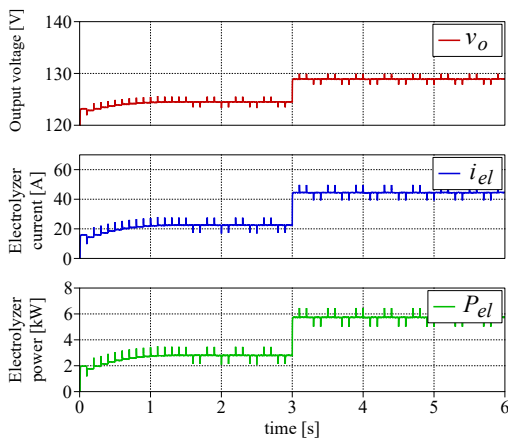


Figura 4.27: Señales del electrolizador del sistema, transientes y estados estacionarios.

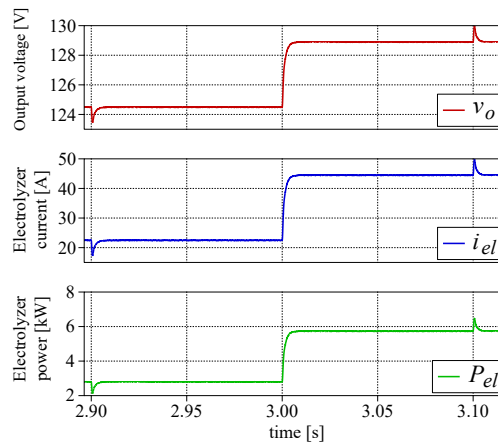


Figura 4.28: Zoom en el escalón de irradianción de las señales del electrolizador.

La figura 4.29 presenta las corrientes de los inductores de cada canal al final de la simulación, validando la modulación PWM para cada etapa del convertidor y permitiendo entender que cada inductor manejará una corriente de valor medio de aproximadamente el 33% de la corriente del electrolizador y con un ripple de  $10\text{ A}$  aproximadamente, reduciendo así sus pérdidas y, por ende, su estrés.

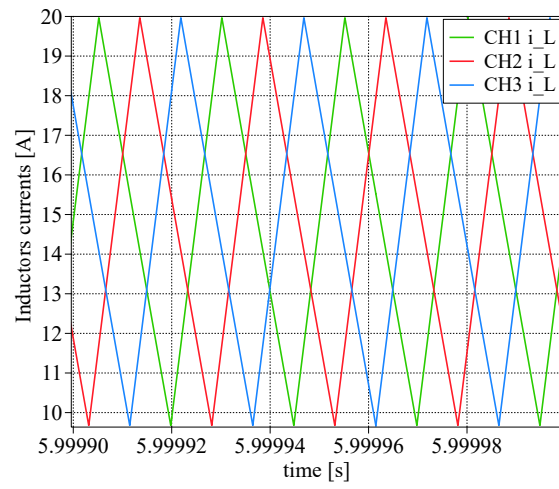


Figura 4.29: Corrientes de los inductores de cada canal.

# CONCLUSIONES

### 5.1. Resumen

Este trabajo de memoria tuvo como objetivo principal caracterizar el estrés eléctrico, evaluar pérdidas y comprender las características térmicas en convertidores buck síncronos basados en tecnología SiC MOSFET, orientados a aplicaciones de producción de hidrógeno verde mediante energía fotovoltaica. Se desarrolló un modelo electro-térmico en PLECS que integró pérdidas por conducción y conmutación, junto con redes térmicas tipo Foster para predecir el comportamiento del convertidor bajo distintas condiciones de operación. El modelo fue validado experimentalmente mediante un setup de laboratorio que incluyó el módulo semipunto desarrollado en el AC3E, fuentes programables, instrumentos de medición y una metodología de adquisición de datos. Se evaluaron cuatro escenarios de operación con voltajes de entrada de 400 V y 600 V, frecuencias de conmutación de 20 kHz y 40 kHz, y cargas entre 1 A y 5 A. Adicionalmente, se propuso el uso del Component Stress Factor (CSF) para cuantificar el estrés en los elementos que conforman el convertidor y se simuló una configuración interleaved del mismo para conectar arreglos fotovoltaicos con electrolizadores de agua, ofreciendo una simulación en lazo abierto con distintas condiciones de irradianza y utilizando el modelo de PLECS previamente diseñado para utilizarlo como “building block”.

### 5.2. Conclusiones

A partir del estudio a través de simulación y pruebas experimentales del convertidor y sus parámetros de evaluación y desempeño es posible destacar que los resultados obtenidos muestran la alta eficiencia del convertidor alcanzando valores superiores al 95% en la mayoría de los casos, con errores menores al 5% entre simulación y experimento. Esta

concordancia valida el modelo electro-térmico propuesto inicialmente en el capítulo 2. Sin embargo, se evidenció que las simplificaciones del modelo, como no incluir el ringing, generan discrepancias sobre todo en condiciones de alta frecuencia y voltaje, especialmente en el comportamiento térmico del módulo semipunte, donde se encuentran las mayores diferencias entre ambos escenarios.

Un punto a considerar es que, como se detalla en el capítulo 3 el hecho de que exista una ligera diferencia en la eficiencia simulada y experimental indica que las pérdidas de ambos casos no se condicen, reflejando la necesidad de ajustar el modelo con elementos no considerados inicialmente. A su vez, el hecho de que exista un error nace desde el diseño provisto por el fabricante, el cual está diseñado para un punto de operación lejano al considerado para este estudio.

El análisis del Component Stress Factor, desarrollado en el capítulo 4, permitió identificar los puntos de operación más exigentes para los componentes críticos del convertidor. Se concluye que el estrés eléctrico se maximiza en condiciones de bajo ciclo de trabajo (típicamente  $d = 0,3$ ) y baja corriente de carga ( $i_o = 1$  A), siendo la frecuencia de conmutación el parámetro más determinante en la magnitud del estrés y pudiendo extender una relación entre estrés y eficiencia, pues el estrés se maximiza en los casos donde la eficiencia se minimiza.

Finalmente, la simulación de la configuración interleaved del synchronous buck converter de 3 canales demostró su potencial para aplicaciones de acoplamiento directo entre arreglos fotovoltaicos y electrolizadores. Esta topología permitió reducir el ripple de corriente, reducir el estrés en los elementos de cada etapa y distribuir las pérdidas entre múltiples etapas, validando su viabilidad técnica como solución escalable para sistemas de hidrógeno verde. Finalmente, la operación en lazo abierto permitió caracterizar el hardware y simular sin mayores complicaciones, pero limitó la capacidad de adaptación del sistema ante variaciones de carga o fuente. Esto refuerza la necesidad de implementar control en lazo cerrado y potencialmente estrategias alternativas al MPPT (como FPPT o MEPT) para mejorar la eficiencia global del sistema en condiciones reales.

### 5.3. Trabajo Futuro

Como proyección de este trabajo, se identifican diversas líneas de investigación que potencialmente permitirán ampliar y profundizar los resultados obtenidos. En primer lugar, se propone implementar estrategias de control en lazo cerrado para el convertidor, aplicando técnicas modernas como “Model Predictive Control” o los clásicos PID del control lineal para el arreglo fotovoltaico y control de corriente para el electrolizador, junto a mejoras y alternativas al algoritmo MPPT que se le aplicará a la modulación de el/los convertidor/es. Lo anterior permitirá mejorar el diseño ante variaciones tanto de irradianza y temperatura,

como de carga y parámetros del sistema eventualmente.

Por otra parte, existen mejoras disponibles para el modelo elaborado en PLECS, incorporando variaciones ambientales, efectos de envejecimiento de los componentes y la interacción térmica entre el semiconductor, la pasta térmica y el disipador y demás capas de material que se puedan considerar. Alternativamente, también se pueden mejorar las condiciones ambientales a las cuales se realicen pruebas del convertidor, como controlar la temperatura o incluso llegar a realizar control térmico en el mismo.

Además, se observó que las pérdidas estimadas en simulación no se condicen completamente con las mediciones experimentales, especialmente en condiciones de alta frecuencia y baja carga. Esta discrepancia sugiere la necesidad de refinar los modelos de pérdidas, incorporando fenómenos como el ringing, las pérdidas de elementos parásitos (o no ideales) en la PCB y la dispersión térmica en el encapsulado del módulo. Un análisis más detallado permitiría mejorar la fidelidad del modelo electro-térmico y su aplicabilidad en escenarios reales.

Por otro lado, gracias a la metodología del trabajo y particularmente al CSF es posible extender el estudio a otras topologías de convertidores dc-dc, como por ejemplo el convertidor boost, flyback o push-pull, para comparar su eficiencia, estrés de componentes y escalabilidad en aplicaciones de producción de hidrógeno verde. Esta comparación permitiría identificar configuraciones más adecuadas para distintos rangos de potencia y condiciones de operación.

# PUBLICACIONES GENERADAS

Las siguientes publicaciones se han derivado parcial o totalmente del trabajo realizado para el desarrollo de este proyecto de memoria.

### **Conferencias Nacionales**

- [1] Sebastian Arenas Pérez, Polidoro S. Canales, Hugues Renaudineau, Jaime W. Zapata, Francisco González Tijerino, Christian A. Rojas, Samir Kouro & Jose Rodriguez, “Evaluation of Loss Modeling and Efficiency Estimation of SiC-based Half-Bridge Rapid Prototyping Platform”, CHILECON 2025, paper aceptado.

### **Proyectos Relacionados**

- [1] Proyecto FONDECYT Iniciación 11240917 - Investigador responsable: Hugues Renaudineau.

---

---

# BIBLIOGRAFÍA

- [1] P. R. Shukla, A. Pirani, W. Moufouma-Okia, C. Péan, R. Pidcock, S. Connors, J. Matthews, Y. Chen, X. Zhou, M. Gomis *et al.*, “Global warming of 1.5 c,” *An IPCC*, 2018.
- [2] S. J. Davis, N. S. Lewis, M. Shaner, S. Aggarwal, D. Arent, I. L. Azevedo, S. M. Benson, T. Bradley, J. Brouwer, Y.-M. Chiang, C. T. M. Clack, A. Cohen, S. Doig, J. Edmonds, P. Fennell, C. B. Field, B. Hannegan, B.-M. Hodge, M. I. Hoffert, E. Ingersoll, P. Jaramillo, K. S. Lackner, K. J. Mach, M. Mastrandrea, J. Ogden, P. F. Peterson, D. L. Sanchez, D. Sperling, J. Stagner, J. E. Trancik, C.-J. Yang, and K. Caldeira, “Net-zero emissions energy systems,” *Science*, vol. 360, no. 6396, p. eaas9793, 2018. [Online]. Available: <https://www.science.org/doi/abs/10.1126/science.aas9793>
- [3] R. W. Howarth and M. Z. Jacobson, “How green is blue hydrogen?” *Energy Science & Engineering*, vol. 9, no. 10, pp. 1676–1687, 2021.
- [4] J. Pizzoleo. (2024) Más de 30 organizaciones rechazan megaproyecto de amoníaco verde en magallanes. [Online]. Available: <https://www.reporteminero.cl/noticia/noticias/2024/07/organizaciones-rechazan-megaproyecto-amoniaco-verde-magallanes>
- [5] Z. Abdin, A. Zafaranloo, A. Rafiee, W. Mérida, W. Lipiński, and K. R. Khalilpour, “Hydrogen as an energy vector,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 120, p. 109620, 2020. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032119308275>
- [6] E. Taibi, R. Miranda, M. Carmo, and H. Blanco, “Green hydrogen cost reduction,” 2020.
- [7] H. H. Cho, V. Strezov, and T. J. Evans, “A review on global warming potential, challenges and opportunities of renewable hydrogen production technologies,” *Sustainable Materials and Technologies*, vol. 35, p. e00567, 2023. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2214993723000027>

- [8] H. Renaudineau, A. M. Llor, R. Cortés, C. A. Rojas, C. Restrepo, and S. Kouro, “Photovoltaic green hydrogen challenges and opportunities: A power electronics perspective,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 16, no. 1, pp. 31–41, 2021.
- [9] J. Koponen, V. Ruuskanen, A. Kosonen, M. Niemelä, and J. Ahola, “Effect of converter topology on the specific energy consumption of alkaline water electrolyzers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 7, pp. 6171–6182, 2018.
- [10] F. Dawood, M. Anda, and G. Shafiullah, “Hydrogen production for energy: An overview,” *International journal of hydrogen energy*, vol. 45, no. 7, pp. 3847–3869, 2020.
- [11] J. Chi and H. Yu, “Water electrolysis based on renewable energy for hydrogen production,” *Chinese Journal of Catalysis*, vol. 39, no. 3, pp. 390–394, 2018.
- [12] M. Keddar, Z. Zhang, C. Periasamy, and M. Doumbia, “Comparative analysis of thyristor-based and transistor-based rectifiers for pem water electrolysis,” in *2021 12th International Renewable Energy Congress (IREC)*. IEEE, 2021, pp. 1–5.
- [13] J. Solanki, N. Fröhleke, J. Böcker, A. Averbeg, and P. Wallmeier, “High-current variable-voltage rectifiers: state of the art topologies,” *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 6, pp. 1068–1080, 2015.
- [14] M. C. Mira, Z. Zhang, and A. M. Andersen, “Analysis and comparison of dc/dc topologies in partial power processing configuration for energy storage systems,” in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia)*. IEEE, 2018, pp. 1351–1357.
- [15] W. J. Chang, K.-H. Lee, J.-I. Ha, and K. T. Nam, “Hydrogen production via water electrolysis: The benefits of a solar cell-powered process,” *IEEE Electrification Magazine*, vol. 6, no. 1, pp. 19–25, 2018.
- [16] B. Yodwong, D. Guilbert, M. Phattanasak, W. Kaewmanee, M. Hinaje, and G. Vitale, “Ac-dc converters for electrolyzer applications: State of the art and future challenges,” *Electronics*, vol. 9, no. 6, p. 912, 2020.
- [17] D. P. Nayak and S. K. Pramanick, “Implementation of an electro-thermal model for junction temperature estimation in a sic mosfet based dc/dc converter,” *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 8, no. 1, pp. 42–53, 2023.
- [18] P. Górecki and D. Wojciechowski, “Accurate electrothermal modeling of high frequency dc-dc converters with discrete igbts in plects software,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 6, pp. 5739–5746, 2022.

- [19] J. M. Sanz-Alcaine, E. Sebastián, F. J. Perez-Cebolla, A. Arruti, C. Bernal-Ruiz, and I. Aizpuru, “Estimation of semiconductor power losses through automatic thermal modeling,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024.
- [20] R. Pittini, M. C. Mira, Z. Zhang, A. Knott, and M. A. Andersen, “Analysis and comparison based on component stress factor of dual active bridge and isolated full bridge boost converters for bidirectional fuel cells systems,” in *2014 international power electronics and application conference and exposition*. IEEE, 2014, pp. 1026–1031.
- [21] A. Sagar, H. Sugali, and S. Bhisade, “Design and analysis of robust interleaved buck converter with minimal ripple current,” in *2020 International Conference for Emerging Technology (INCET)*. IEEE, 2020, pp. 1–5.
- [22] M. H. Rashid, *Power electronics handbook*. Butterworth-heinemann, 2017.
- [23] Infineon. (2022) Half-bridge 1200v module with coolsic mosfet. [Online]. Available: <https://www.infineon.com/part/FF33MR12W1M1HP-B11>
- [24] Plexim. (2024) Recorded conference presentation: A fresh perspective on foster and cauer thermal models using plecs. [Online]. Available: [https://www.plexim.com/support/videos/foster\\_and\\_cauer\\_models](https://www.plexim.com/support/videos/foster_and_cauer_models)
- [25] P. C. Todd, “Snubber circuits: Theory, design and application,” in *Unitrode-Power Supply Design Seminar*, vol. 2, 1993, pp. 1–17.
- [26] M. Gerber, J. Ferreira, I. Hofsafer, and N. Seliger, “Interleaving optimization in synchronous rectified dc/dc converters,” in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551)*, vol. 6. IEEE, 2004, pp. 4655–4661.
- [27] J. Schönberger, “Modeling a photovoltaic string using plecs,” *Appl. Example*, vol. 13, pp. 1–3, 2013.
- [28] O. Atlam and M. Kolhe, “Equivalent electrical model for a proton exchange membrane (pem) electrolyser,” *Energy Conversion and management*, vol. 52, no. 8-9, pp. 2952–2957, 2011.
- [29] M. B. Hossain, M. R. Islam, K. M. Muttaqi, D. Sutanto, and A. P. Agalgaonkar, “Dynamic electrical equivalent model of proton exchange membrane electrolyzer,” in *2021 IEEE 6th International Conference on Computing, Communication and Automation (ICCCA)*. IEEE, 2021, pp. 826–831.
- [30] M. He, G. Nie, H. Yang, B. Li, S. Zhou, X. Wang, and X. Meng, “A generic equivalent circuit model for pem electrolyzer with multi-timescale and stages under multi-mode control,” *Applied energy*, vol. 359, p. 122728, 2024.

---

---

# ANEXO

## 6.1. Código utilizado para el algoritmo MPPT en PLECS

```
#include <float.h>
#define Vpv Input(0)
#define Ipv Input(1)
#define Vpvref Output(0)

#define Tstep ParamRealData(1,0)
#define Vstep ParamRealData(2,0)
#define Vs ParamRealData(3,0)
#define Ts ParamRealData(0,0)

//#define Tstep 0.1
//#define Vstep 0.5
//#define Voc 35
//#define Ts 1e-5

static double count;
static double P_last;
static double V_last;
static double Vr_last;
static double T_step;
static double Vref;
static double P;

T_step=Tstep*(1/Ts);
count=0;
P_last=9999999;
V_last=Vs;
```

```
Vr_last=Vs;
Vref=Vs;

if (IsMajorStep){
    P=Vpv*Ipv;
    count=count+1;
    Vpvref=Vref;}

// Regular P&O to find local maximum
if (count==T_step){
    if (P>P_last){
        if (Vpv>V_last){
            Vref=Vr_last+Vstep;}
        else{
            Vref=Vr_last-Vstep;}}
    else{
        if (Vpv>V_last){
            Vref=Vr_last-Vstep;}
        else{
            Vref=Vr_last+Vstep;}}
    count=0;
    Vr_last=Vref;
    V_last=Vpv;
    P_last=P;}
```